N° D'ORDRE : 765

THÈSES

PRÉSENTÉES

A LA FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE PARIS

POUR OBTENIR

LE TITRE D'INGÉNIEUR-DOCTEUR

PAR

MICHEL LOYER

INGÉNIEUR E.S.E.

1re THÈSE

ÉTUDE D'UN DISPOSITIF DU TYPE RADAR DÉCIMÉTRIQUE A COMPARAISON DE PHASE
APPLICATION DE LA MESURE A DISTANCE
DE DÉPLACEMENTS DE FAIBLES AMPLITUDES A ÉVOLUTION RAPIDE DANS LE TEMPS

2e THÈSE

PROPOSITIONS DONNÉES PAR LA FACULTÉ

LE RADAR APPLIQUÉ A LA MÉTÉOROLOGIE

Soutenues le 13 juin 1962, devant la Commission d'Examen

Jury { MM. ROCARD — *Président.*
BAURAND, DELLOUE — *Examinateurs.*

N° D'ORDRE : 765

THÈSES

PRÉSENTÉES

A LA FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE PARIS

POUR OBTENIR

LE TITRE D'INGÉNIEUR-DOCTEUR

PAR

MICHEL LOYER

INGÉNIEUR E.S.E.

1re THÈSE

ÉTUDE D'UN DISPOSITIF DU TYPE RADAR DÉCIMÉTRIQUE A COMPARAISON DE PHASE
APPLICATION DE LA MESURE A DISTANCE
DE DÉPLACEMENTS DE FAIBLES AMPLITUDES A ÉVOLUTION RAPIDE DANS LE TEMPS

2e THÈSE

PROPOSITIONS DONNÉES PAR LA FACULTÉ

LE RADAR APPLIQUÉ A LA MÉTÉOROLOGIE

Soutenues le 13 juin 1962, devant la Commission d'Examen

Jury { MM. ROCARD — *Président.*
BAURAND, DELLOUE — *Examinateurs.*

UNIVERSITEITSBIBLIOTHEEK - LEIDEN

ÉTUDE D'UN DISPOSITIF DU TYPE RADAR DÉCIMÉTRIQUE A COMPARAISON DE PHASE

APPLICATION DE LA MESURE A DISTANCE DE DÉPLACEMENTS DE FAIBLES AMPLITUDES A ÉVOLUTION RAPIDE DANS LE TEMPS

Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41538113_0009

FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE PARIS

Doyen..... M. ZAMANSKY

PROFESSEURS

G. JULIA	T	Analyse supérieure et algèbre supérieure.
DE BROGLIE ...	T	Théories physiques.
PRENANT	T	Anatomie et histol. comparées.
GRASSÉ	T	Évolution des êtres organisés.
PRÉVOST	T	Chimie organique.
CHAUDRON.....	T	Chimie appliquée.
WYART.....	T	Minéralogie et cristallog.
TEISSIER	T	Zoologie.
MANGENOT	T	Biologie vég. (Orsay).
AUGER	T	Phys. quantique et relativité.
MONNIER	T	Physiologie générale.
PIVETEAU	T	Paléontologie.
ROCARD	T	Physique (E.N.S.).
CARTAN	T	Mathématiques (E.N.S.).
LAFFITTE	T	Chimie générale.
FAVARD	T	Géométrie supérieure.
COULOMB	T	Physique du Globe.
M^lle COUSIN ...	T	Biologie animale (S.P.C.N.).
CHRÉTIEN	T	Chimie minérale.
DRACH	T	Zoologie.
KASTLER	T	Physique (E.N.S.).
EPHRUSSI.....	T	Génétique.
RIVIÈRE	T	Géologie (S.P.C.N.) et sédim.
GAUTHERET ...	T	Biologie végétale (P.C.B.).
LUCAS R.	T	Recherches physiques.
THOMAS A.	T	Biologie cellulaire.
ARNULF	T	Optique appliquée.
MORAND.....	T	Physique, enseignement.
SOLEILLET	T	Physique (P.C.B.).
FORTIER.....	T	Mécan. expér. des fluides.
DANJON	T	Astronomie.
PETIT	T	Biologie maritime.
QUENEY	T	Météorologie et dynamique atmosphérique.
GALLIEN	T	Embryologie.
EICHHORN	T	Botanique.
DE CUGNAC ...	T	Biologie végétale (S.P.C.N.).
M^lle CAUCHOIS .	T	Chimie, physique.
THELLIER	T	Physique du Globe.
L'HÉRITIER ...	T	Biologie générale (Orsay).
GRIVET.....	T	Radio-électricité (Orsay).
PONCIN	T	Mécanique générale.
DUBREIL	T	Arithmétique et théorie des nombres.
QUELET	T	Chimie organique.
CAGNIARD	T	Géophysique appliquée.
CHAMPETIER ...	T	Chimie macromoléculaire.
CUVILLIER	T	Micropaléontologie.
JUNG	T	Pétrographie.
TRILLAT	T	Microscopie et diffraction électronique.
WIEMANN	T	Chimie organique et struct.
JACQUINOT	T	Spectroscopie et phys. céleste (Orsay).
VASSY	T	Physique de l'atmosphère.
DESTOUCHES ..	T	Théories physiques.
AMIEL	T	Chimie générale.
HOCART	T	Minéralogie et cristallog.
J.-P. MATHIEU..	T	Physique (Optique).
COUTEAUX	T	Biologie animale (P.C.B.).
MAY	T	Zoologie (Orsay).
CHOQUET	T	Théorie des fonctions et topologie.
FELDMANN	T	Biologie végétale marine.
GUINIER.....	T	Physique des solides (Orsay).
JOST	T	Physiologie comparée.
FORTET	T	Calcul des probabilités et physique math.
SCHWARTZ	T	Calcul différentiel et intégral.
CHOUARD	T	Physiologie végétale.
MALAVARD.....	T	Aviation (techn. aéronaut.).
BRELOT	T	Calcul différentiel et intégral.
NORMANT.....	T	Synthèse organique générale.
BENARD	T	Chimie minérale.
BUVAT	T	Botanique (E.N.S.).
DUGUE	T	Statistiques mathématiques.
SOULAIRAC.....	T	Psychophysiologie.
ULRICH	T	Physiologie végétale.
MARÉCHAL	T	Optique théorique et appl.
KIRRMANN.....	T	Théories chimiques.
CHADEFAUD....	T	Botanique.
M^lle LE BRETON.	T	Physiologie de la nutri.
SALEM	T	Mathématiques générales.
LELONG	T	Applic. de l'analyse à la géom.
DEVILLERS	T	Anatomie et histol. comparées.
EHRESMANN ...	T	Topologie algébrique.
FRANÇON	T	Physique (S.P.C.N.).
GLANGEAUD ...	T	Géographie physique et géologie dynamique.
GODEMENT	T	Mathématiques (M.P.C.).
PISOT	T	Techn. mathém. de la phys.
ROCH	T	Géologie.
SCHATZMAN	T	Astrophysique.
TERMIER	T	Paléontologie stratigraphique.
ZAMANSKY	T	Mathématiques générales.
LENNUIER	T	Physique (M.G.P.).
RIZET	T	Génétique (Orsay).
ROUTHIER	T	Géologie appliquée.
M^me TONNELAT..	T	Physique théorique.
DIXMIER	T	Mathématiques (M.P.C.).
SOUCHAY	T	Chimie générale.
AIGRAIN	T	Électrotechnique générale.
BRUSSET	T	Chimie systématique.
M. LEVY	T	Physique théor. des hautes énergies (Orsay).
M^me CHAIX	T	Chimie biologique.
M^me HUREL-PY.		Biologie végétale (P.C.B.).
PIAUX	T	Chimie (M.P.C.).
BRUN	T	Mécan. théorique des fluides.
LEDERER	T	Chimie biologique.
M^me DUBREIL ..	T	Mathématiques (agrégation).
M^me LELONG....	T	Mathématiques (E.N.S.).
BELLAIR.....	T	Géologie (S.P.C.N.).
COTTE.....	T	Physique, électricité.
DUBOIS J. E. ..	T	Chimie organique.
LAMOTTE	T	Zoologie (E.N.S.).
MICHEL A.	T	Chimie minérale (Orsay).
OLMER	T	Énergétique générale.
ROUAULT	T	Électricité (Orsay).
GAUTHIER	T	Mécanique appliquée.
BARCHEWITZ ...	T	Chimie, physique.
BROSSEL.....	T	Physique atomique.
BUSER		Physiologie comparée.

Camus	T	Physiologie vég. (B.M.P.V.).
Castaing	T	Physique (Orsay).
Curien	T	Minéralogie et cristallog.
Moyse	T	Physiologie végétale (Orsay).
Noirot	T	Évolution des êtres organisés.
Pannetier	T	Chimie générale (Orsay).
Possompes	T	Zoologie.
Pullmann.....	T	Chimie théorique.
Teillac	T	Physique nucléaire et radio-activité.
Tonnelat	T	Biologie physico-chim.
Villé	T	Économétrie.
Willemart.....	T	Chimie (P.C.B.).
Dode	T	Chimie (Orsay).
Freymann	T	Recherches physiques.
Guinochet ...	T	Biol. vég. (S.P.C.N.) (Orsay).
Rollet	T	Chimie (P.C.B.).
Mlle Josien ...	T	Chimie (S.P.C.N.).
Chevalley ...	T	Géom. algébrique et théorie des groupes.
Arnoult	T	Électronique (Orsay).
Chapelle	T	Physique (Orsay).
Delange	T	Mathématiques (Orsay).
Deny	T	Mathématiques gén. (Orsay).
Germain	T	Mécanique théor. des fluides.
Lucas G.	T	Géologie.
Allard.....	T	Chimie, physique.
Berthelot ...	T	Physique fondamentale des hautes énergies (Orsay).
Bricard	T	Météorologie et physique de l'atmosphère.
Mme Albe-Fessard	T	Psychophysiologie.
Friedel	T	Physique des solides (Orsay).
M. Julia		Étude des moléculaires nat. complexes.
Lender	T	Biol. anim. (S.P.C.N.) (Orsay).
Magat		Physico-chimie des radio-éléments.
Mlle Quintin ..	T	Électrochimie.
Monod	T	Chimie du métabolisme.
Benoit.....	T	Physiologie animale (Orsay).
De Possel ...	T	Analyse numérique.
Charlot	T	Chimie analytique.
Haissinsky ...	T	Radiochimie.
Lemée	T	Physiologie végét. (B.M.P.V.) (Orsay).
Guérin	T	Chimie (M.P.C.) (Orsay).
Chatelet M. ..	T	Chimie (P.C.B.).
Jean	T	Physique nucléaire (Orsay).
Mattler	T	Physique (S.P.C.N.).
Michel L.		Phys. théorique des hautes énergies (Orsay).
Bergerard ...	T	Zoologie (Orsay).
Bertein	T	Électronique (Orsay).
Bouissières ..		Chimie des radio-éléments (Orsay).
Mme Couture..	T	Thermodynamique et méc. physique.
Ellenberger..	T	Géologie appl. s/ le terr.
Franc		Biologie animale (P.C.B.).
Schnell		Botanique tropicale (Orsay).
Stolkowski ...		Physiologie générale.
Acher		Chimie biol. (Orsay).
Baudoin		Biologie animale (P.C.B.).
Beaumont.....		Biologie animale (S.P.C.N.).
Blamont	T	Géophysique ionosphère.
Bourreau		Botanique.
Curie D.		Physique (M.G.P.).
Durand-Delga.		Géologie.
Freon	T	Chimie organique (Orsay).
Heller	T	Physiologie végétale.
Tortrat	T	Calcul des probabilités.
Cailleux		Géologie (S.P.C.N.).
Magnan.....	T	Physique (S.P.C.N.).
Daudel	T	Méc. ondulatoire appliquée à la chimie théorique et à la physique nucléaire.
Mlle Fourcroy.		Biologie végétale (S.P.C.N.).
Mme Choquet-Bruhat	T	Méc. anal. et méc. céleste.
Mlle Veil.....		Physiologie générale.
Lwoff	T	Microbiologie.
Siestrunck....	T	Mécanique phys. et expérim.
Lacombe	T	Métallurgie des métaux nucl.
Brochard	T	Physique (P.C.B.) (Orsay).
Cabannes	T	Mécanique générale.
Lesieur.....	T	Mathém. (M.P.C.) (Orsay).
Mazet	T	Mécanique générale (Orsay).
Caire		Géog. physique et géol. dyn.
Comolet	T	Mécanique des fluides.
Coraboeuf ...		Physiologie animale.
Delloue		Physique de l'exosphère.
Gorenflot ...		Botanique II (Orsay).
Houillon		Biologie animale (P.C.B.).
Jullien J.....		Chimie (P.C.B.).
Malgrange ...	T	Tech. math. de la physique.
Olivier		Antropologie.
Nozeran	T	Botanique II (Orsay).
Blanc-Lapierre ..		Physique (E.N.S.) (Orsay).
Chevaugeon ..	T	Botanique (Orsay).
Kahane.....	T	Mathématiques (Orsay).
Samuel	T	Math. (E.N.S.) féminines.
Kourganoff ..	T	Astronomie (Orsay).
Thiry	T	Mécanique céleste.

Secrétaire général. ..... R. Poullain

Qu'il me soit permis au début de cette thèse de remercier M. le Professeur Y. Rocard *qui a bien voulu m'accueillir au Laboratoire de Physique de l'Ecole Normale Supérieure et me permettre de réaliser cette étude.*

Je remercie également M. le Professeur J. Delloue *qui a bien voulu me proposer ce sujet de thèse et dont les conseils m'ont aidé à poursuivre mes travaux.*

TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE PREMIER. - **Généralités** 1

1 Problème posé 1
2 Principe de l'appareil 2
3 Mesure de déphasage 2
4 Schéma synoptique de l'appareil 5

CHAPITRE II. — **Le réflecteur** 9

1 Rappel de l'équation du radar 9
2 Choix du type de réflecteur 10
3 Théorie optique du réflecteur trièdre 11
4 Détermination de la puissance nécessaire à l'émission 21

CHAPITRE III. - **L'émetteur** 22

1 Le modulateur 22
2 Les étages pilotes 29
3 Les étages de puissance 36

CHAPITRE IV. — **Le récepteur** 48

1 L'oscillateur local 49
2 L'étage haute fréquence 53
3 L'étage mélangeur 55
4 L'amplificateur moyenne fréquence 56

CHAPITRE V. - **La mesure du déphasage** 63

1 L'amplificateur vidéo 63
2 Le circuit formateur d'impulsions 68

CHAPITRE VI. - **L'oscilloscope de mesure** 72

1 Le sélecteur d'échos 73
2 Le déphaseur 75
3 L'enregistrement 75

CHAPITRE VII. — **Organes annexes** 76

1 Émission 76
2 Réception 76

CHAPITRE VIII. — **Conclusion** 77

BIBLIOGRAPHIE 78

Chapitre Premier

GÉNÉRALITÉS

I-I PROBLÈME POSÉ

L'appareil est destiné à la mesure du très faible déplacement d'un obstacle mobile situé à quelques kilomètres du lieu de mesure. Ce déplacement n'excédera pas quelques décimètres et, n'étant pas permanent, une mesure optique reste exclue.

Diverses solutions ont été envisagées qui permettaient de mesurer la distance avec une excellente précision. Parmi celles-ci on notera, par exemple, le radar à modulation de fréquence (*Onde électrique*, mars 1960) [1] qui permet une mesure de distance à 1 % près, la cible étant mobile. La précision obtenue bien qu'excellente est encore nettement insuffisante.

Il faut en effet pouvoir apprécier un déplacement de 1 cm sur une distance de 3 km, soit une précision de $\frac{1}{3.10^5} \simeq 3.10^{-6}$ sur la mesure de distance. D'autre part, cette mesure doit être pratiquement instantanée de manière à permettre un enregistrement du déplacement en fonction du temps.

On a donc été conduit à *abandonner le projet d'une mesure absolue de la distance pour s'intéresser à la simple mesure du déplacement.* Si l'on revient donc à une méthode de radar, on n'aura plus à mesurer avec précision la durée entre le pulse d'émission et l'écho.

L'idée de base de l'appareil est de mesurer la variation de chemin optique entre l'émetteur et le réflecteur ou, ce qui revient au même, de mesurer les variations de phase de l'onde reçue par rapport à l'onde émise puis d'en enregistrer les variations au cours du temps.

Pour que cette dernière méthode soit valable, il est nécessaire d'opérer à une fréquence telle que la longueur d'onde émise soit du même ordre de grandeur que le déplacement prévu. En l'occurrence, on désire mesurer des déplacements de quelques décimètres, il faudra donc se placer dans la bande de 400 à 500 MHz ($60 \text{ cm} < \lambda < 70 \text{ cm}$).

Le problème se ramène donc, en partie, à mesurer un déphasage entre deux ondes dont la fréquence est de 400 à 500 MHz. Or, dans cette gamme, il est impossible d'utiliser commodément les procédés classiques de mesure de phase, surtout si l'on

remarque que le niveau de l'écho reçu risque de fluctuer lors du déplacement. Il faudra donc recourir à un artifice qui, dans le cas présent, permettra de transposer cette mesure à une fréquence suffisamment basse.

Ce déplacement fugitif et rapide devra être enregistré, aussi on a choisi *un enregistrement sur film qui, jumelé à une méthode oscillographique de mesure de phase, permet d'obtenir la courbe du déplacement en fonction du temps.*

Lors d'une première série d'essais sur le terrain, des difficultés supplémentaires sont apparues, dues à la présence de nombreux échos fixes au voisinage de celui de l'obstacle. Un dispositif supplémentaire a été adjoint qui permet *une sélection très précise de l'écho intéressant.*

I-2 PRINCIPE DE L'APPAREIL

L'obstacle mobile est matérialisé par un réflecteur métallique. Un émetteur lui envoie des impulsions, la fréquence d'émission étant de 400 à 500 MHz. Le réflecteur renvoie une partie de l'énergie qu'il reçoit en direction de l'aérien de réception. C'est entre cette onde reçue et l'onde émise que l'on doit faire une mesure de déphasage. Des variations de phase entre ces deux ondes on pourra déduire le déplacement de l'obstacle.

On peut donc, dès maintenant, définir quelles devront être les diverses parties de l'appareillage :

1° un émetteur modulé en impulsion;

2° un réflecteur renvoyant le maximum d'énergie dans la direction du récepteur;

3° un récepteur;

4° un dispositif de mesure de déphasage;

5° un dispositif de sélection d'écho;

6° un enregistrement oscillographique du déplacement.

Afin de définir complètement chacun de ces points particuliers, il faut tout d'abord donner le principe de la mesure de déphasage.

I-3 LA MESURE DE DÉPHASAGE

Principe.

Les deux ondes dont il faut mesurer la phase sont à une fréquence comprise entre 400 et 500 MHz. L'idée de base est de transposer le déphasage à une fréquence beaucoup plus basse (quelques mégahertz) en réalisant un changement de fréquence.

La fréquence d'émission.

Elle est obtenue, comme dans tout émetteur, par multiplication de la fréquence d'un étage piloté par quartz, soit f_0 prise comme référence de phase :

$$f = f_0 \cos \omega_0 t.$$

La fréquence d'émission sera :

$$f_e = F_e \cos (n \omega_0 t - \varphi).$$

La fréquence reçue.

L'onde reçue est une onde de même fréquence que l'onde émise, mais déphasée par rapport à cette dernière d'un angle $\varphi' = \frac{2D}{c} n \omega_0$, si D est la distance des antennes (émission et réception supposées confondues) au réflecteur. Si, de plus, le réflecteur subit un déplacement ΔD dans la direction de propagation, le déphasage s'écrit :

$$\varphi' = \left(\frac{2D}{c} + \frac{2\Delta D}{c}\right) n \omega_0,$$

d'où la fréquence reçue :

$$f_r = F_r \cos [n \omega_0 (t - \tau) - \varphi] \qquad \text{avec} \qquad \tau = \frac{\varphi'}{n \omega_0}.$$

τ représente la durée du trajet aller-retour de l'émetteur au réflecteur.

On doit donc comparer les phases des deux ondes suivantes :

$$\begin{cases} f_e = F_e \cos (n \omega_0 t - \varphi), \\ f_r = F_r \cos (n \omega_0 t - \varphi - \varphi'). \end{cases}$$

L'artifice utilisé permet *de transposer le déphasage* φ' *à la fréquence* f_0 de l'étage pilote à quartz. Ceci est obtenu en utilisant f_0 comme moyenne fréquence du récepteur, c'est-à-dire en utilisant pour l'oscillateur local une fréquence :

$$f_1 = F \ [\cos (n - 1) \omega_0 t - \varphi''],$$

d'où :

$$f_{MF} = f_r f_1.$$

f_{MF} est donc la somme de deux fréquences correspondant l'une au battement supérieur, l'autre au battement inférieur.

Le battement inférieur s'écrit	$F_{MF} \cos [\omega_0 t - \varphi - \varphi' + \varphi'']$,
et *la fréquence du pilote*	$F_0 \cos \omega_0 t$.
Leur déphasage est	$\Phi = \varphi + \varphi' - \varphi''$.
La fréquence *émise* s'écrit	$F_e \cos (n \omega_0 t - \varphi)$,
et la fréquence *reçue*	$F_r \cos (n \omega_0 t - \varphi - \varphi')$.
Leur déphasage est	$\Phi' = \varphi'$,

d'où :

$$\Phi = \varphi' + (\varphi - \varphi''),$$
$$\Phi = \varphi' + C^{te}.$$

Or, φ' est lui-même la somme d'une quantité constante correspondant à la distance initiale et d'une quantité fonction du déplacement :

$$\varphi' = k \ (D + \Delta D) = k \Delta D + C^{te}.$$

Si l'on étudie les variations du déphasage Φ, on obtiendra donc $\Delta\Phi = \Delta\Phi'$, or :

$$\varphi' = k\,\Delta D + C^{te} \qquad \text{d'où} \qquad \boxed{\Delta\Phi = k\,\Delta D}.$$

La mesure de déphasage qui, initialement, devait s'effectuer entre f_e et f_r, revient maintenant à une mesure de variation de phase entre :

— la moyenne fréquence obtenue dans les conditions précédentes,
— la fréquence du pilote à quartz.

Nous pouvons affirmer *a priori* que la comparaison de phase s'effectuera d'autant plus aisément que f_0 sera faible, c'est-à-dire que n sera grand.

Toutefois, comme nous allons voir, f_e et f_0 ne pourront être quelconques, mais auront des limites imposées par des considérations de distance et de déplacement.

Conditions à remplir par f_e.

Comme il a déjà été vu, f_e doit être située dans la bande 400-500 MHz de manière que $\Delta\Phi$ soit d'environ 360° pour un déplacement de 30 cm.

Conditions imposées à f_0.

L'émetteur et le récepteur étant situés au même point et fonctionnant sur la même fréquence, il s'est avéré nécessaire d'opérer en impulsion. La largeur des impulsions est déterminée, d'une part, par la distance émetteur-réflecteur et, d'autre part, par la limite de résolution des échos dans le cas de nombreux échos fixes.

Les calculs faits lors de l'étude du modulateur de l'émetteur prouvent que l'on peut être amené à utiliser des impulsions n'excédant pas 1 µs.

Il faudra donc pouvoir réaliser la mesure de phase pendant cette durée de 1 µs. Cette mesure ne sera correcte que si, pendant 1 µs, il existe au moins 4 à 5 périodes à la fréquence f_0. D'autre part, l'amplificateur moyenne fréquence n'ayant pas une bande passante infinie, il ne faut pas escompter plus de $\frac{2}{3}$ des périodes exploitables, le nombre de telles périodes dépendant en effet du temps de montée, donc de la bande passante MF. Or, il sera d'autant plus difficile de réaliser une grande bande passante MF que f_0 sera plus faible.

Pratiquement on ne peut descendre au-dessous de $f_0 = 5$ MHz.

Conditions à réaliser pour n.

n ne peut être choisi arbitrairement. En effet, les étages multiplicateurs de la chaîne pilote émission, d'une part, et de la chaîne oscillateur local, d'autre part, sont habituellement des étages doubleurs ou tripleurs. Nous avons toutefois réalisé un quintupleur dont le fonctionnement est très satisfaisant.

On est donc conduit à réaliser deux chaînes :

— pilote émission $f_0 \times n$;
— oscillateur local $f_0 \times (n - 1)$,

en s'imposant des facteurs de multiplication $\leqslant 5$.

Compte tenu des remarques faites pour f_0 et f_e, les conditions à réaliser par n peuvent s'exprimer par :

$$\begin{cases} n = 2^{\alpha} 3^{\beta} 5^{\gamma}, & \alpha, \beta, \gamma \text{ entiers;} \\ n - 1 = 2^{\alpha'} 3^{\beta'} 5^{\gamma'}, & \alpha', \beta', \gamma' \text{ entiers;} \\ n \leqslant 100. \end{cases}$$

On a procédé par élimination, et le cas le plus intéressant est incontestablement :

$$n = 81 = 3^4 \quad \text{et} \quad n - 1 = 80 = 2^4 \times 5.$$

Des considérations pratiques ont conduit à prendre $f_e = 466$ MHz.

Fréquence pilote	$f_0 =$ 5,753 MHz.
Fréquence émission	$81\, f_0 =$ 466 MHz.
Fréquence réception	$80\, f_0 =$ 460,247 MHz.

La mesure de phase sera donc réalisée à une fréquence de 5,753 MHz.

I-4 SCHÉMA SYNOPTIQUE DE L'APPAREIL (*fig.* I-1).

Il est maintenant possible de déterminer les différentes parties de l'appareillage.

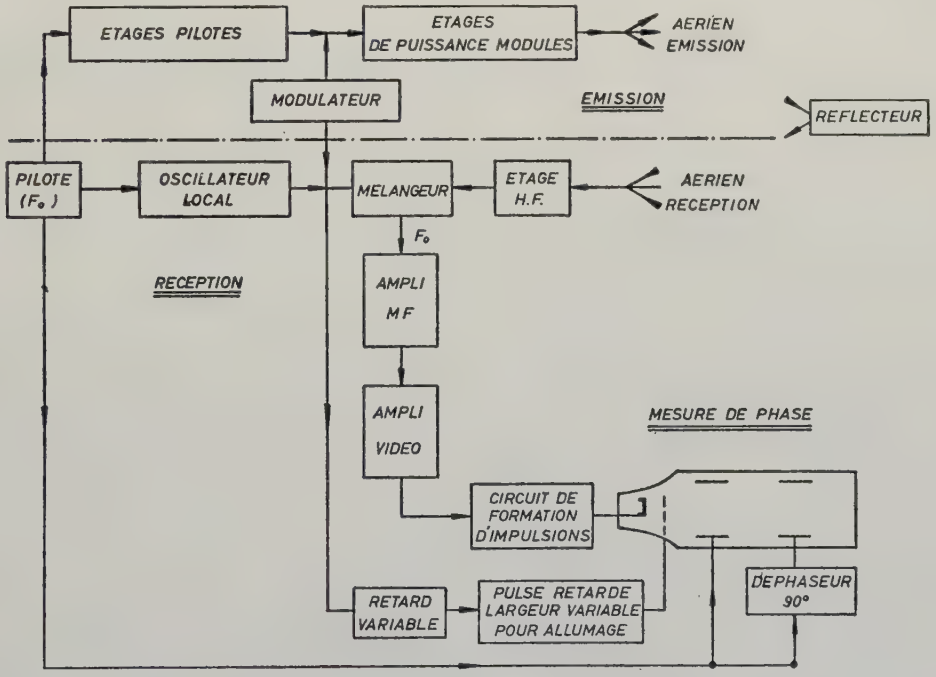


Fig. I-1. — Schéma synoptique d'ensemble.

I-41 **L'émetteur** sera constitué par :

a) UNE SÉRIE DE QUATRE ÉTAGES TRIPLEURS fournissant la fréquence d'émission 466 MHz à partir d'une fréquence pilote f_0 obtenue au niveau de l'étage pilote réception et transmise par coaxial;

b) UN ÉTAGE AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE capable de fournir une puissance suffisante pour obtenir un écho exploitable à la réception;

c) UN MODULATEUR fournissant les impulsions de déblocage de l'émetteur.

I-42 **Le réflecteur.**

Il devra renvoyer le maximum d'énergie dans la direction du récepteur. Par raison de commodité, il sera d'ailleurs bon qu'émetteur et récepteur soient proches l'un de l'autre. La réflexion devra donc être telle que rayon incident et rayon réfléchi soient parallèles.

I-43 **Le récepteur.**

a) L'ÉTAGE AMPLIFICATEUR HF. — On s'imposera une sensibilité de quelques microvolts. D'autre part, pour une mesure correcte, on demandera un niveau dix fois supérieur pour l'écho, ce qui conditionnera la puissance d'émission.

b) L'OSCILLATEUR LOCAL comprenant :

— l'étage pilote à quartz (fréquence f_0);
— la chaîne de multiplication par $(n - 1) = 80$;
— deux amplificateurs à la fréquence f_0 avec deux sorties destinées à piloter la chaîne de multiplication de l'émetteur et, d'autre part, à fournir la référence de phase.

c) LE MÉLANGEUR A CRISTAL.

d) L'AMPLIFICATEUR MOYENNE FRÉQUENCE qui sera nécessairement à circuits décalés pour obtenir une grande bande passante.

I-44 **Le dispositif de mesure de phase.**

Il faut comparer les variations de phase d'une onde entretenue à la fréquence $f_0 = 5{,}75$ MHz et d'une onde pulsée à la même fréquence et provenant de l'amplificateur moyenne fréquence.

Le principe consiste à envoyer la première sur l'amplificateur vertical d'un oscilloscope dont le balayage est arrêté et d'allumer le spot chaque fois que la seconde prend une valeur déterminée, par exemple 0.

La *figure* I-2 ci-après indique le processus d'allumage.

La courbe (1) représente une période de la fréquence de référence f_0 de l'oscillateur à quartz dont la trace sur l'oscilloscope est la courbe (3).

La courbe (2) représente une période de l'onde reçue après changement de fréquence. A chaque fois que cette onde passe au zéro avec une pente négative on fabrique une impulsion très brève capable d'allumer le spot. L'ordonnée du point d'allumage ne dépend alors que du déphasage entre les deux sinusoïdes.

En effet, la courbe (1) a pour équation : $y_1 = a \sin \omega_0 t$,

et la courbe (2) : $y_2 = a' \sin (\omega_0 t + \varphi)$.

Les points d'allumage A seront tels que : $y_2 = 0$

soit $(\omega_0 t + \varphi) = \pi$ (sans ambiguïté, puisque le passage au zéro se fait avec pente négative),

$\omega_0 t = \pi - \varphi$.

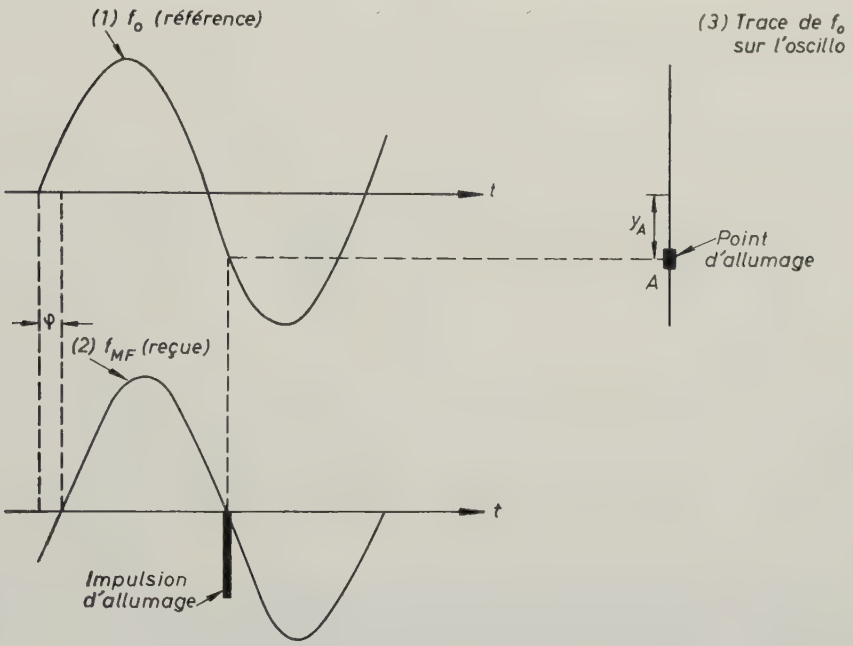


Fig. I-2. — Processus d'allumage.

L'ordonnée des points A ainsi obtenus s'écrit :

$$y_A = a \sin (\pi - \varphi) = a \sin \varphi.$$

Si $\varphi = f(t)$ et si devant l'écran de l'oscilloscope on déplace perpendiculairement à l'excursion verticale du spot un film de manière que $x = kt$, on obtient sur ce film une courbe

$$y_A = f(x) = g(t) \qquad \text{soit} \qquad \boxed{\sin \varphi = g(t)}.$$

Comme $\varphi = \dfrac{2\pi \Delta D}{\lambda}$, $\qquad \boxed{\Delta D = h(t)}$.

Ce dispositif comprendra donc :

a) UN AMPLIFICATEUR LARGE BANDE capable d'amplifier les impulsions sortant de l'amplificateur moyenne fréquence jusqu'à un niveau suffisant pour attaquer le système d'allumage de l'oscilloscope;

b) UN CIRCUIT FORMATEUR D'IMPULSIONS d'allumage très brèves.

I-45 **Le système de sélection des échos.**

Comme il a été vu dans les généralités, il faut pouvoir isoler l'écho du réflecteur qui est seul intéressant mais qui risque de se trouver mêlé à des échos fixes.

Le dispositif utilisé (*fig.* I-3) permet de n'allumer le spot que pendant des instants correspondant à un écho choisi à l'avance et de n'enregistrer ainsi la mesure de phase que sur un certain nombre de périodes correspondant à la partie de l'écho la plus favorable. En effet, les impulsions d'allumage dues aux échos ne pourront allumer le spot que si elles se produisent pendant la période correspondant au pulse de sélection.

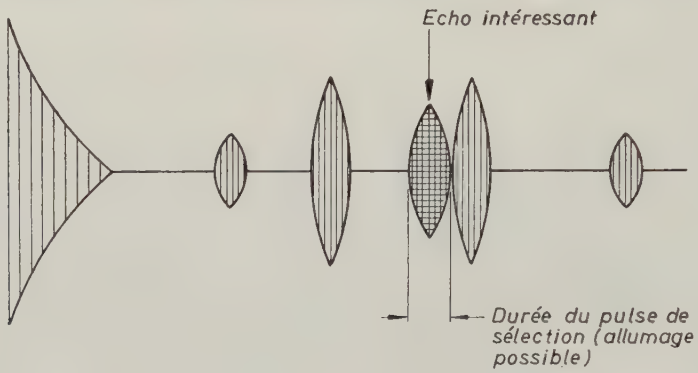


Fig. I-3. — Exemple de distribution d'échos.

I-46 **L'oscilloscope de mesure.**

Afin de rendre l'appareillage plus compact, on a construit un oscilloscope bicanon en utilisant un tube cathodique très lumineux. Le tube bicanon permet d'effectuer deux mesures de phase simultanées et en introduisant un déphasage fixe de 90° sur l'une des voies on obtient un lever de doute sur le sens du mouvement.

CHAPITRE II

LE RÉFLECTEUR

II-1 RAPPEL DE L'ÉQUATION DU RADAR

II-11 Cas de l'espace libre.

On admet que dans ce cas il n'existe de l'émetteur au réflecteur qu'un trajet possible et que la propagation est rectiligne et s'effectue à la vitesse c de la lumière dans le vide. On suppose de plus que la propagation s'effectue sans absorption ni affaiblissement d'aucune sorte.

NOTATIONS UTILISÉES.

d : distance du réflecteur à l'aérien.
λ : longueur d'onde porteuse.
P_e : puissance de crête émise.
P_m : puissance moyenne émise.
G_e : gain en puissance de l'aérien d'émission par rapport à un aérien non directionnel dans la direction de l'obstacle.
A : surface de l'aérien.
S : surface de l'objet intercepté par le faisceau.
ρ : facteur de rerayonnement de l'objet dans la direction d'émission tenant compte à la fois de la fraction d'énergie rerayonnée au total par l'objet et de son diagramme de rayonnement.
ρS : surface radar équivalente du réflecteur.
P_r : puissance crête recueillie par le récepteur.

Le signal est émis par l'aérien d'émission avec une puissance ..... $P = P_e G_e$.

La puissance interceptée par le réflecteur de surface apparente S vaut donc ..... $P_0 = P_e G_e \frac{S}{4\pi d^2}$.

Il réemet une puissance ρP_0. Or les aériens réels ont toujours un gain en puissance de la forme ..... $G_e = \frac{kA}{\lambda^2}$.

On peut d'ailleurs définir une surface d'absorption d'antenne telle que ..... $G_e = \frac{4\pi A'}{\lambda^2}$.

La puissance de crête interceptée en retour par l'aérien aura donc pour valeur ..... $P_r = \rho P_0 \frac{A'}{4\pi d^2}$.

En combinant ces relations on parvient à :

$$\boxed{\frac{P_r}{P_e} = \left(\frac{G_e}{4\pi d^2}\right)^2 \frac{\lambda^2 \rho S}{4\pi}}.$$

Dans le cas présent, λ et d peuvent être considérés comme des données. *On aura donc intérêt à utiliser des aériens de grand gain et un réflecteur susceptible de fournir un coefficient* ρS *important.*

Ceci pourra être obtenu en choisissant un réflecteur de forme géométrique bien définie et convenablement disposé par rapport à la direction de propagation. Bien entendu, on aura toujours intérêt à utiliser un récepteur sensible et un émetteur puissant.

II-12 Équation du radar en présence de trajets indirects.

Le trajet « direct » entre le radar et le réflecteur se trouve, dans la plupart des cas, au voisinage de surfaces réfléchissantes. Il en résulte alors des trajets indirects qui, à l'aller et au retour, se combinent au trajet dircet. Le coefficient de réflexion des ondes métriques ou décimétriques sur le sol, à l'incidence rasante, peut être considéré comme pratiquement égal à 1. Il en résulte ainsi le résultat bien connu que le signal reçu au ras de l'horizon est nul (signaux en opposition). D'autre part, dans le plan vertical contenant le trajet direct, le diagramme de directivité pratique sera constitué d'une série de lobes.

On peut remarquer que la portée au voisinage du sol est très faible, et ceci d'autant plus que λ est plus grand.

Dans le cas précis où $\lambda = 65$ cm, les essais seront pratiquement impossibles si le réflecteur n'est pas situé sur une colline. On peut d'ailleurs réduire ce phénomène en pointant l'aérien un peu au-dessus du réflecteur si celui-ci est trop près du sol. On diminue ainsi l'énergie des rayons subissant la réflexion.

II-2 CHOIX DU TYPE DE RÉFLECTEUR

On choisit bien entendu un réflecteur métallique auquel on demande de renvoyer le maximum d'énergie dans la direction de l'émetteur.

Le réflecteur est destiné à matérialiser un déplacement dans la direction de propagation. Il faudra donc que, relativement à cette direction, la surface apparente varie peu.

Cas d'un disque plan conducteur normal au faisceau incident.

Si ce disque a des dimensions grandes devant la longueur d'onde λ, il est le siège de courants en phase de densité constante (sauf sur les bords). Le gain de l'aérien que constitue alors le réflecteur vaut alors $G = \frac{4\pi S}{\lambda^2}$, et l'on a perpendiculairement à son plan $\rho S = \frac{4\pi S^2}{\lambda^2}$.

Cette valeur est grande, mais ρS diminue et tombe à des valeurs très faibles dès que l'on s'écarte quelque peu de la normale.

Un tel réflecteur serait donc très intéressant, mais même en admettant que l'on puisse parvenir à une orientation correcte lorsque le réflecteur est au repos, il est impensable que cette orientation soit conservée lors du déplacement. Aussi, les rayons réfléchis ne seraient plus parallèles aux rayons incidents et l'énergie serait dispersée dans l'espace, une faible partie seulement revenant vers l'émetteur.

Il faut trouver un réflecteur qui renvoie constamment l'énergie qu'il reçoit (ou tout au moins une grande partie) dans la direction des rayons incidents. Le type de réflecteur répondant le mieux à ces conditions est le « *corner reflector* » qui peut prendre diverses formes :

— *réflecteur dièdre*;

— *réflecteur trièdre*, les trois faces de ce dernier étant constituées soit par des triangles rectangles soit par des carrés.

On va donc s'attacher à l'étude du « corner reflector » et plus spécialement du réflecteur trièdre [2]. Celui-ci est constitué par trois faces planes réfléchissantes assemblées de manière à former un trièdre trirectangle.

II-3 THÉORIE OPTIQUE DU RÉFLECTEUR TRIÈDRE

II-31 Généralités.

a) Conditions pour observer des rayons réfléchis vers l'émetteur.

Il peut exister trois types de réflexions sur un tel réflecteur :

— *réflexion unique* sur l'une des faces;

— *réflexion double* successivement sur deux des faces;

— *réflexion triple* successivement sur chacune des trois faces.

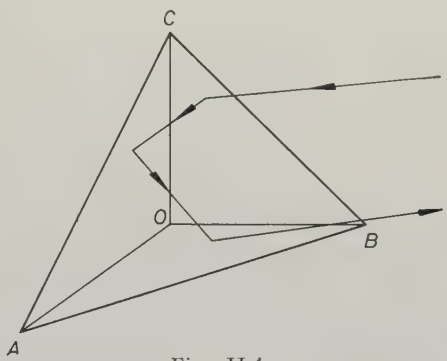


Fig. II-1.

On ne pourra observer des réflexions uniques que si la direction de propagation est voisine de la normale à l'une des faces (par exemple : OA, OB, OC) (*fig.* II-1). De même, on n'observera des réflexions doubles que si cette direction de propagation est dans le plan de l'une des faces (par exemple : OBC). Mais on pourra également observer une réflexion triple, et on va démontrer que celle-ci est maximale si la ligne de visée fait des angles égaux avec chacun des trois axes OA, OB, OC, mais tend vers zéro quand le faisceau incident devient parallèle à l'une des faces.

b) Puissance reçue d'un réflecteur trièdre.

Un tel réflecteur se comporte comme un miroir plan de surface S qui serait toujours normal à la direction de propagation. Le gain par rapport à un diffuseur isotrope peut s'exprimer par $\rho = \dfrac{4\pi S}{\lambda^2}$.

La surface de rerayonnement équivalente serait $\sigma = \rho S = \pi\left(\dfrac{2S}{\lambda}\right)^2$.

Le rapport de la puissance disponible à l'entrée du récepteur à la puissance émise peut être fourni par la formule du radar (§ II-11) où en remplaçant ρS par la valeur ci-dessus :

$$\boxed{\frac{P_r}{P_e} = \left(\frac{G_e S}{4\pi d^2}\right)^2}.$$

Comme il a été vu, cette relation n'est valable qu'en espace libre. Elle peut être appliquée au cas des réflexions simple, double ou triple.

Ainsi le problème du réflecteur trièdre se ramène-t-il donc au calcul de S *comme fonction de la direction de propagation.*

II-32 **Théorie optique.**

Soit un trièdre O, x, y, z de côté a et P (x, y, z) une source ponctuelle. La *figure* II-2 est faite dans le plan xy. Un rayon incident émis par P apparaît après réflexion sur Oyz comme venant de son image $P' = P(-x, y, z)$, la coordonnée correspondant à la direction de la normale à la face étant changée de signe. A chaque réflexion successive une autre coordonnée est ainsi changée de signe et après trois réflexions l'image a pour coordonnées $-x, -y, -z$. Sa position s'obtient en prenant le symétrique de P par rapport :

— au plan pour une réflexion unique;

— à l'axe des deux plans pour une réflexion double;

— au sommet pour une réflexion triple.

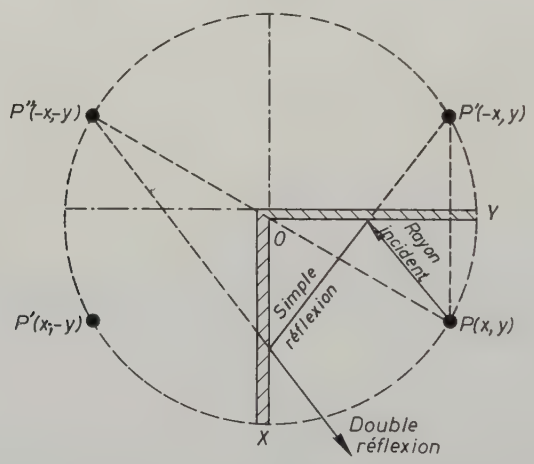


Fig. II-2. — Projection du réflecteur sur un plan XY.

La source P fournit donc sept images (une image triple, trois doubles et trois simples), soit au total huit points particuliers répartis à la surface d'une sphère centrée à l'origine.

a) Direction des rayons réfléchis.

Sur la *figure* II-3 faite à l'échelle, P représente la position de l'émetteur, le réflecteur étant réduit au point O. La direction du rayon réfléchi s'obtient en joignant l'image à l'origine.

On remarque que la déviation est très importante dans le cas d'une réflexion unique, tandis qu'il n'y a qu'une simple inversion dans le cas de la réflexion triple. La réflexion double donne aussi un simple renversement à condition que le rayon incident soit dans le plan de l'une des faces.

Avant d'aborder le cas le plus intéressant qui est celui de la réflexion triple, il faut donner quelques résultats relatifs au cas le plus simple de la réflexion unique.

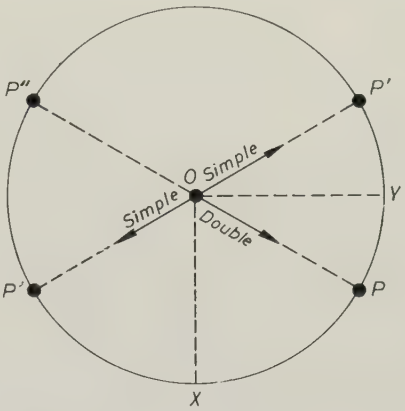


Fig. II-3.
Directions des faisceaux réfléchis.
Émetteur en P.
Réflecteur en O.

b) Intensité des rayons réfléchis dus a une réflexion unique.

Quand une onde plane se réfléchit sur un miroir plan, l'angle de réflexion r est égal à l'angle d'incidence i. L'intensité diffusée dans la direction de l'émetteur est ainsi réduite à la moitié de sa valeur quand $i = \frac{\alpha}{4}$ si α est l'angle du lobe de rayonnement à 3 *d*B (*fig.* II-4).

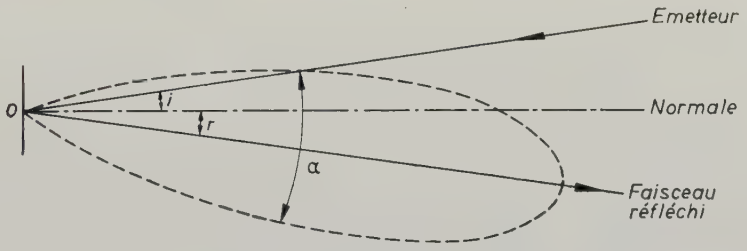


Fig. II-4. — Réflexion sur un miroir plan.

La forme du diagramme de rayonnement est la même que si l'onde était rayonnée par une ouverture ayant même contour apparent que le réflecteur.

Il reste à estimer α pour les divers types d'ouverture rencontrés, ce que l'on peut faire en utilisant la formule approchée :

$$\alpha = \frac{0{,}8214}{\pi} \frac{\lambda}{R_0} = 0{,}262 \frac{\lambda}{R_0} \qquad [3],$$

où R_0 est le rayon de giration de l'ouverture par rapport à un axe passant par le centre de gravité de l'ouverture et normal au plan d'incidence.

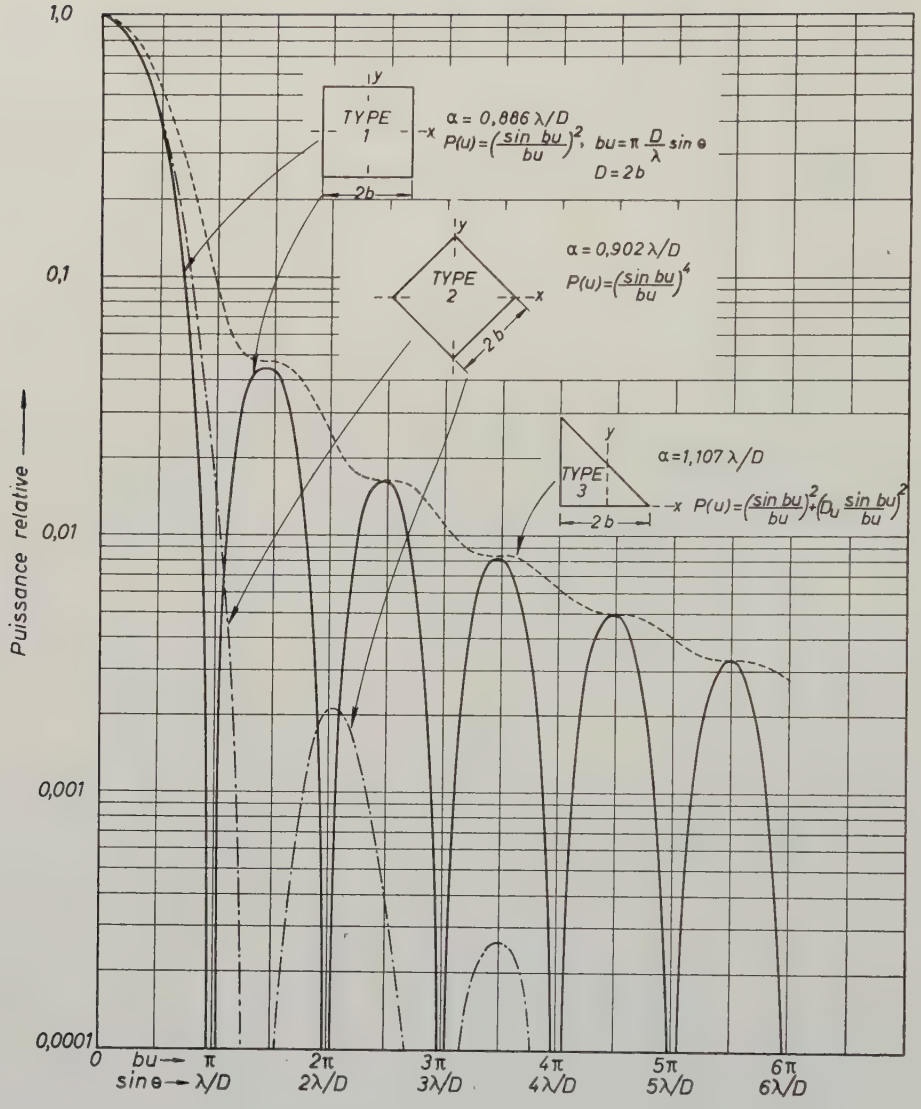


Fig. II-5. — Diagramme de diffraction dans le plan XY pour des ouvertures carrées et triangulaires.

c) Diagramme de diffraction de quelques réflecteurs plans.

Le diagramme de diffraction d'une ouverture carrée de côté $2\,b$ peut s'exprimer par

$$\left[\frac{\sin bu}{bu}\,\frac{\sin bv}{bv}\right]^2 \qquad \text{avec} \qquad u = \frac{2\pi}{\lambda}\sin\theta_1 \qquad \text{et} \qquad v = \frac{2\pi}{\lambda}\sin\theta_2.$$

Les angles θ_1 et θ_2 sont les écarts par rapport à la normale respectivement dans les plans x et y.

Dans le plan des u, ceci se réduit à $\left(\frac{\sin bu}{bu}\right)^2$ qui a pour largeur totale à demi-puissance $\alpha = 0{,}886\,\frac{\lambda}{D}$.

Dans un plan diagonal, cette relation s'écrit $\left(\frac{\sin bu}{bu}\right)^4$, et l'on obtient un lobe principal $\alpha = 0{,}902\,\frac{\lambda}{D}$ et des lobes latéraux qui s'éteignent rapidement.

Les graphiques de la *figure* II-5 sont tracés en fonction de bu. Pour $bu = 2\,\pi$, l'angle d'incidence est $\frac{\lambda}{D}$. Ainsi on obtient l'échelle des i en divisant par 2 celles des $\sin\theta$.

Cas du triangle.

Cette même *figure* II-5 indique le diagramme de diffraction d'une ouverture triangulaire. Le lobe principal dans le plan d'un côté est caractérisé par

$$\alpha = 1{,}107\,\frac{\lambda}{D}.$$

Suivant un plan bissecteur, le diagramme est similaire, mais le lobe est plus large dans le rapport $\sqrt{2}$ (le rapport des R_0). Dans un plan parallèle à l'hypothénuse, il est identique à celui du carré dans le plan d'une diagonale.

d) Cas de réflexions multiples.

L'intensité observée pour une réflexion double ou triple varie comme S^2 suivant la formule (§ II-31 *b*). Or, deux conditions limitent S. Tout d'abord, le rayon incident doit traverser la pupille d'entrée constituée par le contour du réflecteur et, de plus, le rayon réfléchi doit sembler venir d'un point intérieur à la pupille de sortie image de la pupille d'entrée.

II-33 Le réflecteur trièdre.

L'intensité à l'émetteur d'un signal réfléchi trois fois est proportionnelle à S^2 suivant la formule

$$\frac{P_r}{P_e} = \left(\frac{G_e S}{4\pi d}\right)^2$$

qui est valable tant que les côtés sont rigoureusement perpendiculaires entre eux.

La *figure* II-6 montre un réflecteur trièdre avec une pupille d'entrée ABC et une pupille de sortie A′B′C′. Cette dernière est l'image de ABC par rapport à l'origine. En admettant que la direction de propagation est perpendiculaire au plan de la figure, la section transversale du faisceau réfléchi est constituée par la région hachurée commune aux deux pupilles. Le maximum de cette section est obtenu *figure* II-7 :

$$S_{max} = \frac{2}{3} \text{ aire ABC} = \frac{a^2}{\sqrt{3}},$$

en remplaçant dans la formule précédente

$$\frac{P_r}{P_e} = \frac{1}{3}\left(\frac{G_e}{4\pi}\right)^2\left(\frac{a}{D}\right)^4.$$

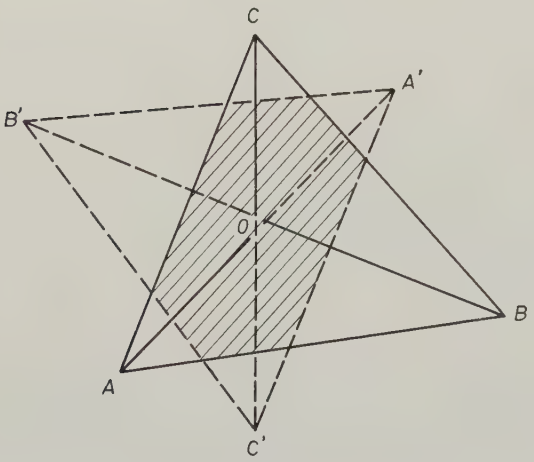


Fig. II-6. — Réflecteur trièdre.

Pupille d'entrée ABC.
Pupille de sortie A′B′C′.
L'aire commune représente la section droite du faisceau réfléchi A.

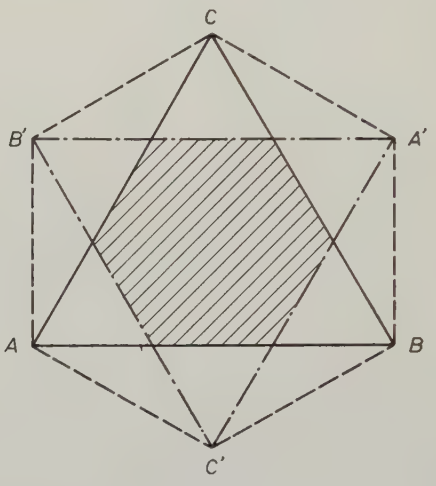


Fig. II-7.

Aire hachurée : valeur maximale de A pour un trièdre à faces triangulaires.
AB′CA′BC′ : valeur maximale pour un trièdre à faces carrées.

Cas du trièdre à faces carrées.

Comme le montre la *figure* II-7, dans ce cas :

$$S_{max} = 2 \text{ aire ABC} = a^2\sqrt{3}.$$

Ainsi le trièdre à faces carrées a une surface apparente trois fois supérieure au trièdre à faces triangulaires, d'où une puissance reçue neuf fois supérieure. *On choisit toutefois le trièdre à faces triangulaires, car dans ce cas* S, ρ *est* σ *ont des maximums très aplatis dans la direction de l'axe de symétrie,* tandis que dans le cas du trièdre à faces carrées on a une pointe qui est nuisible à des mesures de précision.

Caractéristiques du trièdre à faces triangulaires (fig. II-8).

Côté : $OA = a$.

Hypothénuse : $AB = d = a\sqrt{2}$.

Hauteur : $CM = h = \dfrac{d\sqrt{3}}{2}$.

Axes $\begin{cases} OP_0 = p = \dfrac{a}{\sqrt{3}}. \\ P_0B = r_0 = \dfrac{2h}{3}. \end{cases}$

Aire : $ABC = \dfrac{a^2\sqrt{3}}{2}$.

Section maximale du faisceau réfléchi : $S = \dfrac{a^2\sqrt{3}}{3}$.

L'axe de symétrie fait un angle θ_0 avec chacun des axes :

$$\theta_0 = \text{arc cos}\,\frac{1}{\sqrt{3}} = \text{arc tg}\,\frac{1}{\sqrt{2}}, \qquad \theta_0 = 54^\circ\,44'.$$

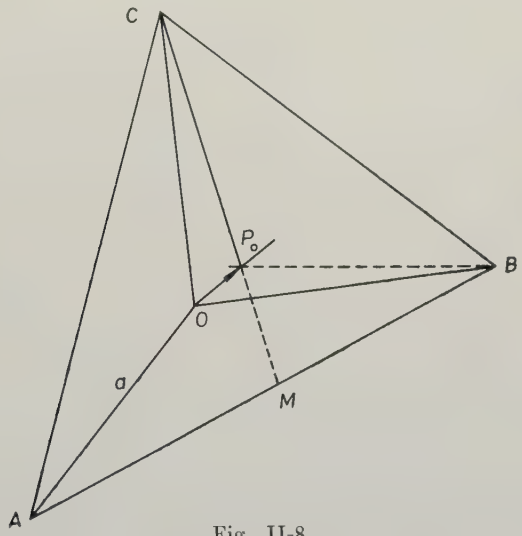


Fig. II-8.

Valeurs de ces paramètres pour $f = 466$ MHz ($\lambda = 64{,}5$ cm).

Le trièdre réalisé est constitué par trois triangles rectangles de 3 m de côté

$a = 3$ m,	(ABC) $= 7{,}79$ m²,
$d = 4{,}24$ m,	$\lambda = 64{,}5$ cm,
$h = 3{,}66$ m,	$S = 5{,}2$ m²,
$p = 1{,}73$ m,	$\rho = 156{,}5$,
$r_0 = 2{,}44$ m,	$\sigma = \rho S = 800$ m².

II-34 **Influence d'erreurs sur les angles du réflecteur.**

La théorie précédente n'est valable que si les angles sont rigoureusement égaux à 90°. Quand l'un d'eux diffère de 90°, le faisceau réfléchi trois fois se divise en deux faisceaux; quand deux en diffèrent, on obtient quatre faisceaux; et quand les trois en diffèrent, on obtient six faisceaux divergents.

a) Effet d'une erreur sur un dièdre.

La *figure* II-9 montre qu'une erreur angulaire ε sur l'angle du dièdre introduit une erreur 2ε sur la direction du faisceau réfléchi deux fois. Le faisceau réfléchi AQ (*fig.* II-10) est ainsi séparé en deux faisceaux, chacun avec son propre diagramme de dispersion faisant un angle $\pm 2\varepsilon$ avec la direction de propagation (*fig.* II-11). Les deux ondes sont en phase sur l'axe et leurs amplitudes s'ajoutent directement. L'intensité résultante est proportionnelle à l'intensité de l'un des faisceaux dans la direction de propagation. L'erreur qui réduirait l'intensité à la demi-puissance s'écrit en égalant la largeur totale de l'un des faisceaux à deux fois 2ε. Or, cette largeur s'écrit dans le cas d'un dièdre à faces triangulaires

$$1{,}107\,\frac{\lambda}{D} \qquad \text{avec} \qquad D = a \sin\theta \qquad (\S\ \text{II-32}\ c)$$

$$\varepsilon = \frac{1}{4}\,\frac{1{,}107\,\lambda}{a \sin\theta} = 0{,}277\,\frac{\lambda}{a \sin\theta}$$

ε est minimale pour $\theta = 45°$, $\varepsilon = 0{,}392\,\frac{\lambda}{a}$.

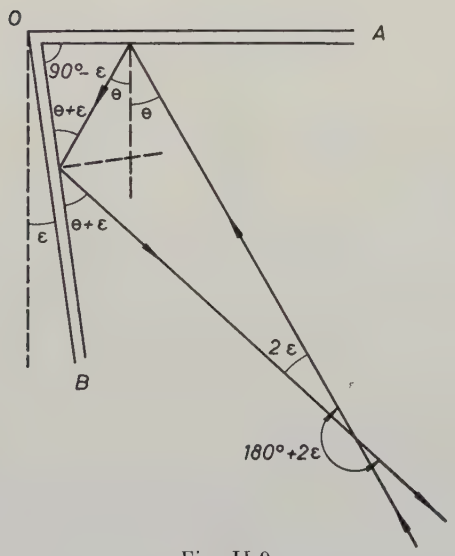


Fig. II-9.
Après double réflexion le rayon A tourne d'un angle $180° + 2\varepsilon$.

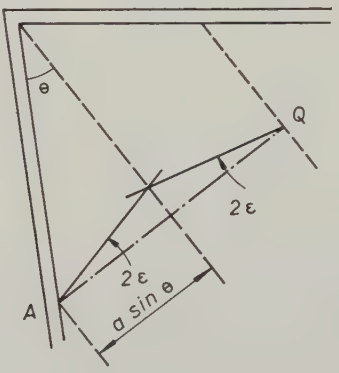


Fig. II-10.

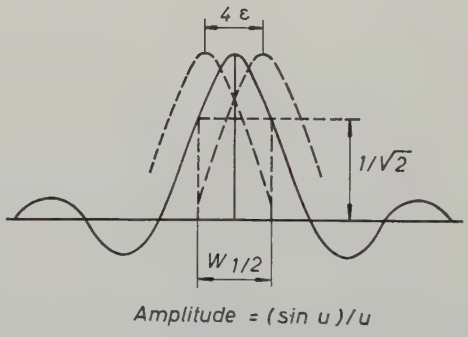


Fig. II-11.

Un paramètre plus significatif et indépendant de la taille du dièdre est l'erreur Δ à l'extrémité du côté $\Delta = \varepsilon a = 0{,}392\,\lambda$.

b) Cas du trièdre.

On utilise une méthode vectorielle.

Soit $\vec{L}$ un vecteur caractérisant le rayon incident et $\vec{n}_1$ la normale au réflecteur (*fig.* II-12).

$$\vec{L}_1 = \vec{L} - 2(\vec{L}.\vec{n}_1)\vec{n}_1, \qquad \vec{L}_2 = \vec{L}_1 - 2(\vec{L}_1.\vec{n}_2)\vec{n}_2, \qquad \vec{L}_3 = \vec{L}_2 - 2(\vec{L}_2.\vec{n}_3)\vec{n}_3.$$

Par substitution, on obtient :

$$\begin{aligned}\vec{L}_3 = \vec{L} &- 2(\vec{L}.\vec{n}_1)\vec{n}_1 \\ &- 2(\vec{L}.\vec{n}_2)\vec{n}_2 + 4(\vec{L}.\vec{n}_1)(\vec{n}_1.\vec{n}_2)\vec{n}_2 \\ &- 2(\vec{L}.\vec{n}_3)\vec{n}_3 + 4(\vec{L}.\vec{n}_1)(\vec{n}_1.\vec{n}_3)\vec{n}_3 \\ &+ 4(\vec{L}.\vec{n}_2)(\vec{n}_2.\vec{n}_3)\vec{n}_3 - 8(\vec{L}.\vec{n}_1)(\vec{n}_1.\vec{n}_2)(\vec{n}_2.\vec{n}_3)\vec{n}_3.\end{aligned}$$

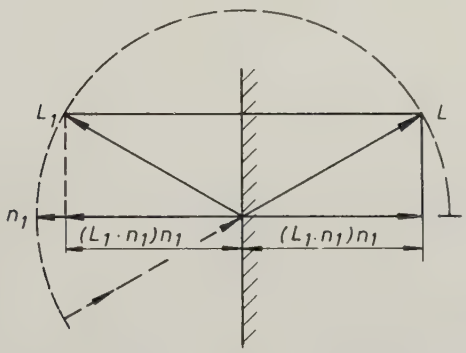


Fig. II-12. — $\vec{L}_1 = \vec{L} - 2(\vec{L}.\vec{n}_1)\vec{n}_1$.

On va maintenant étudier le vecteur $\vec{L} + \vec{L}_3$ qui représente l'erreur pour une réflexion triple (*fig.* II-13) :

$$\vec{L} + \vec{L}_3 = 0 \qquad \text{si} \qquad \varepsilon = 0.$$

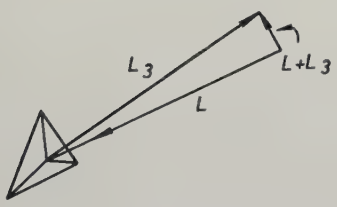


Fig. II-13. — Le vecteur somme $\vec{L} + \vec{L}_3$ s'annule si $\vec{L}_3 = -\vec{L}$.

On ne reproduira pas ici un calcul long et fastidieux qui conduit à :

$$\vec{L} + \vec{L}_3 = 2\vec{L} \wedge \vec{E}$$
$$\vec{E} = (\varepsilon_1\vec{n}_1 + \varepsilon_2\vec{n}_2 + \varepsilon_3\vec{n}_3) - 2\varepsilon_2\vec{n}_2.$$

Dispersion de l'énergie due aux erreurs.

Quand les erreurs sont faibles, les faisceaux divergents se recouvrent. L'amplitude résultante suivant une direction est la somme des amplitudes de chacun des faisceaux avec un facteur de phase approprié. Lorsque les erreurs augmentent, les faisceaux ne se recouvrent plus longtemps, et l'intensité maximale de chacun d'eux est proportionnelle au carré de sa section droite.

On se contentera ici de voir ce qui se passe si la direction de propagation est dans l'axe du trièdre.

Cas d'une seule erreur.

Le faisceau réfléchi trois fois est divisé en deux faisceaux qui dévient de la direction de propagation de $|2\vec{L} \wedge \vec{E}| = |2 L \varepsilon| = 2 \varepsilon \sin 54°44' = \underline{1{,}634\ \varepsilon}$.

L'ouverture correspondant à l'un des faisceaux est indiquée *figure* II-14. L'étude des diagrammes de diffraction permet d'écrire pour une chute de puissance réfléchie de 3 dB :

$$\Delta = \varepsilon a = 0{,}700\ \lambda.$$

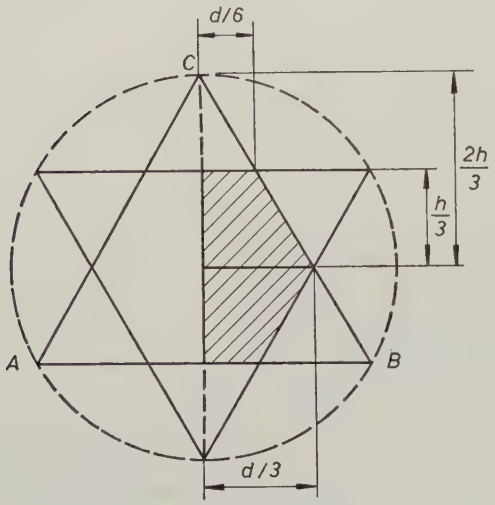


Fig. II-14.

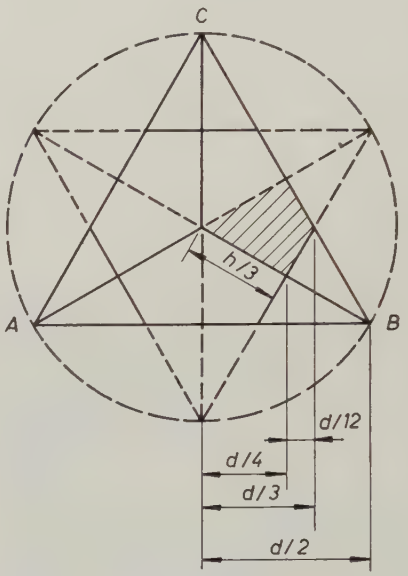


Fig. II-15.

Cas de trois erreurs identiques.

On obtient six faisceaux dont les diagrammes de diffraction correspondent à l'ouverture *figure* II-15. Pour une diminution de puissance de 3 dB :

$$\underline{\Delta = \varepsilon a = 0{,}345\ \lambda.}$$

Le tableau suivant résume cette étude pour des réflexions triples sur un trièdre à trois faces triangulaires et dans le cas où la direction de propagation est dans l'axe de symétrie du trièdre :

NOMBRE D'ERREURS	ERREUR Δ RÉDUISANT LA PUISSANCE DE		
	1 dB	3 dB	10 dB
1	0,42 λ	0,70 λ	1,21 λ
3	0,20 λ	0,35 λ	0,62 λ

Dans le cas présent, un trièdre de 3 m de côté a été réalisé avec des erreurs inférieures à 5 cm sur chacun des côtés.

Or, $\lambda = 64{,}5$ cm, les erreurs Δ sont donc inférieures à $0{,}2\,\lambda$ et *la réduction de puissance due à des erreurs de construction du trièdre demeure inférieure à* 1 dB.

II-4 DÉTERMINATION DE LA PUISSANCE NÉCESSAIRE A L'ÉMISSION

Elle peut être calculée à partir de la formule établie au paragraphe III-33 :

$$\frac{P_r}{P_e} = \frac{1}{3}\left(\frac{G_e}{4\pi}\right)^2\left(\frac{a}{D}\right)^4.$$

P_r est définie par le niveau minimal désiré à la réception. On s'impose 100 μV sur 50 Ω : $P_e = 2.10^{-10}$ W.

G_e est le gain des aériens. On utilise des antennes Yagi 22 éléments dont le gain est d'environ 20 dB. Mais il faut tenir compte des pertes dans les coaxiaux et de celles dues à de légères désadaptations éventuelles, ce qui ramène G_e à :

$$G_e = 15 \text{ dB}, \qquad G_e = 30.$$

a est le côté du trièdre : $a = 3$ m.

D est la distance maximale émetteur-trièdre : D = 3 000 m.

Avec ces données :

$$\underline{\underline{P_e = 120 \text{ W.}}}$$

Chapitre III

L'ÉMETTEUR

L'émetteur à réaliser est un émetteur modulé en impulsions. Il travaille en régime télégraphique et pourra donc fonctionner à son maximum de puissance. Ce régime impulsif permet d'utiliser des tensions relativement grandes.

Comme on le verra à propos de l'étude du modulateur, le temps d'occupation sera toujours faible, ce qui permettra d'obtenir facilement les 120 W crête dont on a besoin.

Plus le déplacement sera rapide, plus il faudra le mesurer souvent pour obtenir une représentation suffisante de ses variations. C'est donc la vitesse du déplacement qui conditionnera la fréquence de répétition des impulsions.

L'émetteur sera piloté à partir de la référence obtenue au niveau de l'oscillateur local du récepteur à l'aide d'un oscillateur à quartz.

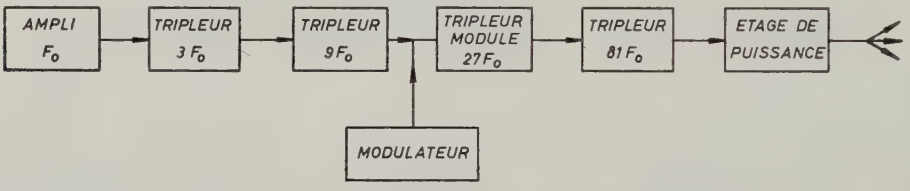


Fig. III-1. — Schéma synoptique de l'émetteur.

Les différentes parties de l'émetteur seront donc :

1° le modulateur;
2° les étages pilotes;
3° les étages de puissance.

III-1 LE MODULATEUR

III-11 Principe.

A partir d'un oscillateur, on obtient par écrêtages successifs puis formation dans une ligne à retard des impulsions qui, après amplification, seront capables de moduler l'émetteur.

Choix de la largeur d'impulsion.

On veut pouvoir opérer à une distance comprise entre 2 000 et 3 000 m. Le temps de parcours pour 2 000 m est de $\frac{2\,000}{3.10^8} = 6{,}66\ \mu s$, soit une durée aller-retour de 13 μs.

Compte tenu du temps de désaturation du récepteur et afin d'obtenir une définition correcte des échos, on ne dépassera pas une largeur d'impulsion de 4 μs. Au cas où l'écho du trièdre serait mal isolé au milieu d'autres échos parasites, il serait bon de pouvoir augmenter la définition en diminuant la largeur d'impulsion. On réalisera donc un modulateur capable de fournir des impulsions de 1,2 ou 4 μs.

Caractéristiques des impulsions (*fig.* III-1 *bis*).

Fréquence de répétition : 10 kHz.
T de 1 à 4 μs.
Temps de montée : $\frac{1}{10}$ μs.

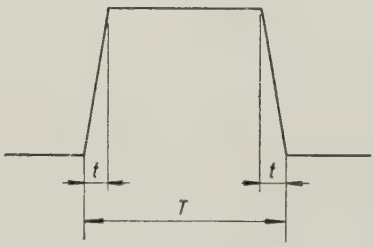


Fig. III-1 *bis*.

Choix de la fréquence de répétition.

Le déplacement prévu doit durer quelques secondes et se faire à la vitesse de quelques centimètres par seconde. Pour obtenir un enregistrement correct, il suffirait d'un point (ou plutôt d'une série de points) toutes les millisecondes. Ceci est largement réalisé en choisissant une fréquence de 10 kHz. Cette fréquence permet une série de mesures toutes les 100 μs.

Le temps d'occupation sera donc au maximum de $\frac{1}{25}$, ce qui permettra donc bien de fournir la puissance crête demandée tout en dissipant une puissance moyenne relativement faible.

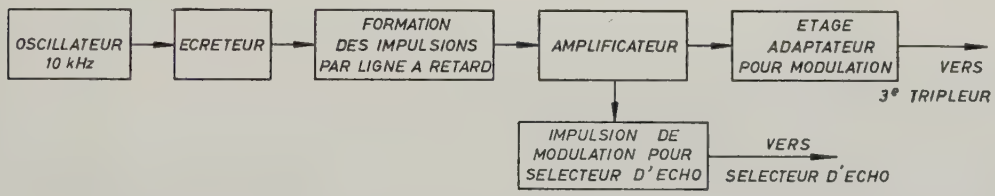


Fig. III-2. — Schéma synoptique du modulateur.

III-12 **L'oscillateur 10 kHz.**

L'oscillateur choisi sera du type Hartley, le colpitts nécessitant l'emploi d'une self de blocage prohibitive à 10 kHz (voir fig. III-5).

Détermination de l'amplitude nécessaire.

Il faut obtenir des impulsions de 1 à 4 μs avec des flancs de montée de 0,1 μs. Pour réaliser ces impulsions, on écrête une première fois la sinusoïde avec un écrêteur à diodes. Après amplification, on attaque un étage formateur d'impulsions à ligne à retard. On profite de cet étage pour écrêter par cut off et courant grille.

Si le premier écrêtage délivre des signaux avec un temps de montée de 1 μs, il suffira d'écrêter au $\frac{1}{10}$ du signal pour obtenir le résultat cherché.

Les caractéristiques des diodes utilisées fixent le niveau du premier écrêtage à 3 V pour un temps de montée de 1 μs.

$$V_0 \sin \omega t = 3 \text{ V} \quad \text{pour} \quad T = 0{,}5 \ \mu\text{s} \quad \text{et} \quad \omega = 2\pi . 10^4 \rightarrow V_0 \simeq 100 \text{ V}.$$

L'oscillateur devra donc fournir une tension de 200 V crête à crête.

Régime de fonctionnement.

On se place en classe C et on fait pénétrer les caractéristiques dans le domaine positif de grilles.

$$V_{p_0} = 300 \text{ V}, \qquad V_p = 100 \text{ V}.$$

On se fixe un angle d'ouverture de 60° et on admet une surtension en charge de 50.

En se fixant C = 20 000 pF, on en déduit L = 12,5 mH et une résistance apparente du circuit bouchon R = QL ω = 40 kΩ.

En supposant les caractéristiques idéalisées :

$$V_p = \frac{\mu V_g}{1 + y \dfrac{R_i}{R_p}} \qquad \text{avec} \qquad y = \frac{\pi}{\theta - \sin \theta \cos \theta}.$$

Pour $\theta_0 = 60°$, $y = 5{,}12$.

On utilise un tube 12AT7 pour lequel : $\mu = 60$ et $R_i \simeq 12{,}5$ kΩ.

On en déduit les caractéristiques du transformateur :

$$\boxed{\begin{array}{l} L_1 = 8{,}55 \text{ mH}, \\ L_2 = 0{,}372 \text{ mH}. \end{array}}$$

III-13 L'écrêteur à diodes.

Le signal de l'oscillateur doit être écrêté à ± 3 V. L'écrêteur utilisé est un écrêteur à diodes qui permet de réaliser les temps de montée théoriques de 1 μs.

L'avantage du montage utilisé est d'obtenir les temps de montée lorsque les deux diodes conduisent. En effet, une diode est équivalente à un circuit RC parallèle où C est la capacité parasite de la diode, capacité que l'on peut considérer comme constante et R est la résistance dynamique. R qui a une valeur r faible lorsque la diode conduit, peut prendre des valeurs relativement grandes lorsqu'on approche de la limite de conduction. Or, il est clair que l'effet de capacité sera d'autant plus marqué que R sera grand et deviendra très important lorsque la diode sera bloquée.

Examinons maintenant le circuit (*fig.* III-3 *a*).

Si l'on admet tout d'abord que $I_{s_4} = 0$, la diode D_1 conduira si $V_e \geqslant V_p$. Toute la partie négative du signal telle que $V_e < V_p$ sera donc écrêtée à la valeur $V_e = V_p$.

Si l'on considère maintenant la cellule de la *figure* III-3 *b* et si l'on néglige encore I_s, on remarque que la diode conduit pour toutes les valeurs de $V_{e_2} \leqslant V_0$.

Il suffit donc de mettre en série deux cellules de ce type pour réaliser un écrêtage complet (*fig.* III-3 *c*).

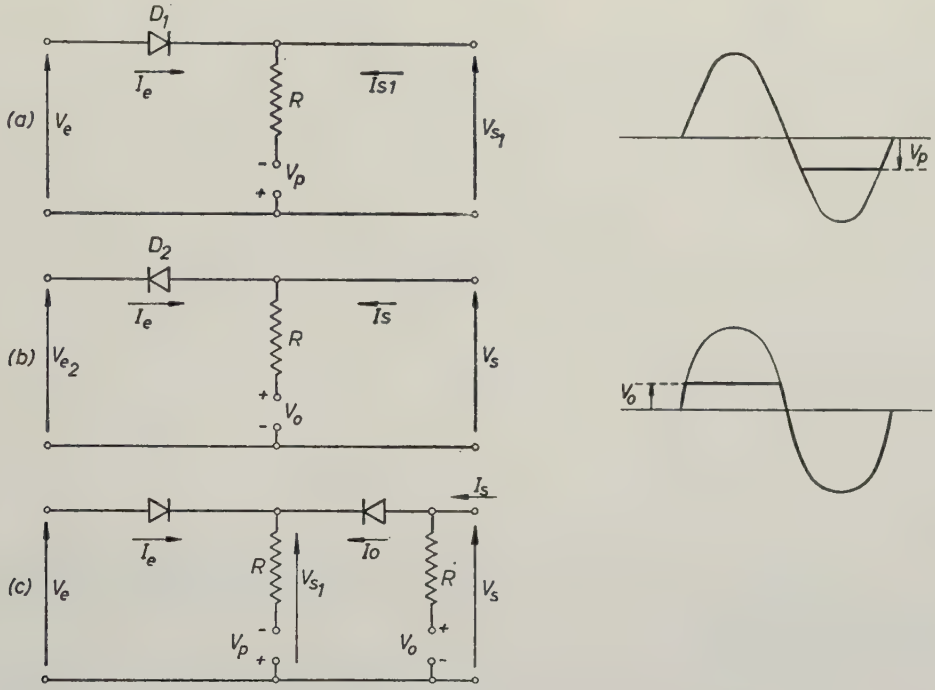


Fig. III-3.

On admet que $I_s = 0$, ce qui est effectivement le cas si on attaque une grille et que V_e a une valeur moyenne nulle.

D_2 sera bloquée si $V_{e_2} = V_{s_1} > V_0 \rightarrow V_s = V_0$ si $V_{s_1} > V_0$.
D_1 sera bloquée si $V_e < V_{s_1}$.

Dans ce cas :

$$2\,RI_0 = V_0 + V_p \rightarrow I_0 = \frac{V_p + V_0}{2\,R},$$

$$V_{s_1} = RI_0 - V_p \rightarrow V_{s_1} = \frac{V_0 - V_p}{2}.$$

Pour avoir un écrêtage symétrique, il faut $V_0 = -V_{s_1}$

$$\boxed{V_p = 3\,V_0}.$$

L'étude complète d'un tel système d'écrêtage montre que l'impédance d'entrée varie beaucoup. Il est donc préférable d'attaquer ce système par un étage cathodyne.

On obtient ainsi le montage définitif (*fig.* III-5) où D_1 et D_2 sont constituées par deux diodes OA85 montées en série de manière à ne pas dépasser les tensions admissibles sur ces diodes.

$$V_0 = 3\ V \rightarrow V_p = -9\ V,$$

d'où les valeurs utilisées.

Les signaux de sortie ont une amplitude de 6 V et seront insuffisants pour débloquer franchement l'étage formateur d'impulsions à ligne à retard. D'autre part, leur temps de montée est encore trop grand. Il faut donc tout d'abord les amplifier.

III-14 **Étage amplificateur.**

Il est constitué par une pentode 6AM6, amplificatrice de tension HF. Ce tube est utilisé d'une manière classique avec polarisation fixe de grille $V_g = -3\ V$. Ceci permet avec une charge de plaque de 10 kΩ d'obtenir à la sortie des signaux de 200 V crête à crête. Afin de conserver le temps de montée initial, la capacité de sortie de cet étage est compensée pour une fréquence 5 MHz environ. $C_s = 3{,}2\ pF \rightarrow L = 300\ \mu H$. On utilise une self normalisée de 250 μH.

III-15 **Formation de l'impulsion.**

On utilise une triode dont la plaque est chargée par une ligne à retard court-circuitée dont le temps de transmission aller-retour est au maximum de 4 μs pour les dix cellules qu'elle comporte.

Cette ligne à retard est fermée sur son impédance caractéristique de 1 000 Ω. Si l'on envoie à l'entrée d'une telle ligne une impulsion, on a réflexion avec changement de signe sur l'extrémité court-circuitée.

Au repos le tube est polarisé à — 20 V et est ainsi bloqué. Si l'on envoie sur la grille des signaux de 200 V d'amplitude à la fréquence de 10 kHz, on recueille sur la plaque des créneaux de 50 μs de large. Si cette plaque est chargée par une ligne à retard, la tension plaque est la somme des créneaux précédents et de ces mêmes créneaux changés de signe et retardés de 2τ si τ est le temps de transmission de la ligne à retard (*fig.* III-4*b*).

Le signal résultant se présente donc sous la forme d'une suite d'impulsions alternativement positives et négatives (*fig.* III-4 *c*) de durée 2τ et distantes de 50 μs. Il suffira donc de supprimer l'une d'elles pour obtenir le résultat cherché. La variation de largeur se fera en court-circuitant un certain nombre de cellules de la ligne à retard de manière à faire varier τ.

Amplitude et temps de montée.

Afin de ne pas utiliser le tube au-dessus de l'hyperbole de dissipation et de ne pas atteindre des courants crête trop importants, on utilise une résistance chutrice limitant la haute tension à 250 V. Sous 250 V de haute tension, le cut off de la 12AT7 est d'environ — 7 V. Seule la partie du signal délivré par l'étage précédent et correspondant à $-7\ V < V_g < 0$ sera amplifiée (*fig.* III-4 *a*).

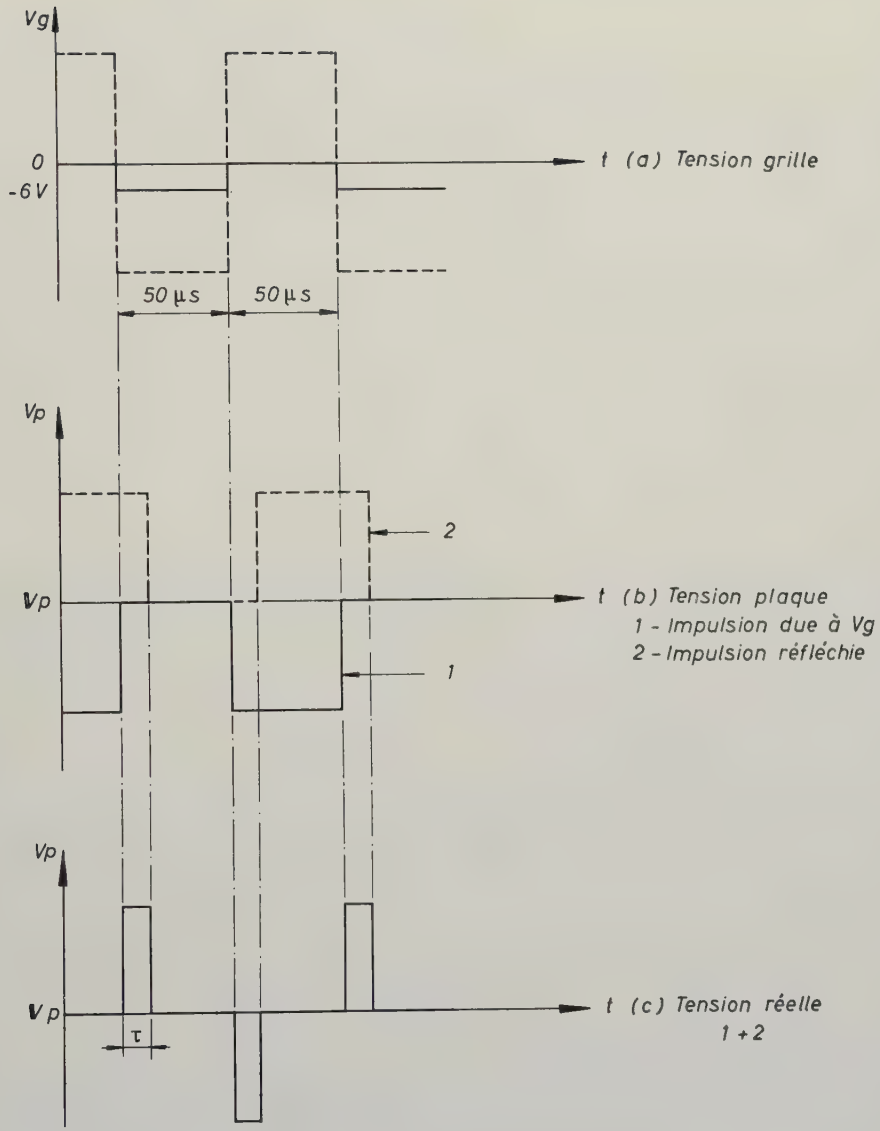


Fig. III-4. — Formation des impulsions.

La ligne à retard est fermée sur son impédance caractéristique de 1 000 Ω, la charge apparente de la 12AT7 est donc de 500 Ω. Le courant crête atteint sera, d'après les caractéristiques, de 24 mA ; *ce qui permet d'obtenir sur la plaque des impulsions de* 12 V *d'amplitude.*

Le débit crête atteint étant très important, il faut vérifier que la puissance moyenne dissipée sur la plaque ne dépasse pas la valeur maximale permise, soit 2,5 W. Ce courant est débité la moitié du temps. Pendant cette demi-période, la puissance dissipée sur la plaque est de 250 V × 24 mA = 6 W, soit une puissance moyenne de 3 W et un courant moyen de 12 mA. La résistance R destinée à ramener la haute tension à 250 V doit être de $\frac{50\ \text{V}}{12\ \text{mA}} = 4{,}1\ \text{k}\Omega$. On utilise une résistance de 5 kΩ.

Temps de montée.

L'impulsion de 200 V est écrêtée à 7 V, ce qui donne pour le temps de montée de $\frac{7}{200} \times 1\ \mu\text{s} \simeq 0{,}03\ \mu\text{s}$.

En réalité, ce temps sera allongé par la présence des capacités parasites, et l'on obtient 0,1 μs.

III-16 **Les étages amplificateurs.**

L'impulsion de sortie de l'étage précédent doit être amplifiée afin de pouvoir attaquer l'étage de puissance modulé. Pour éviter un allongement des temps de montée, les étages seront compensés et on ne demandera qu'un faible gain par étage.

Premier étage amplificateur.

Cet étage fonctionne en classe C, ce qui permet d'écrêter franchement la base de l'impulsion et notamment la légère suroscillation due à la ligne à retard. La polarisation fixe est de — 8,5 V. Le cut off étant à — 8 V, seule la partie de l'impulsion supérieure à 0,5 V sera amplifiée.

Avec une charge de plaque de 15 kΩ et une charge de cathode de 1,5 kΩ, le gain est de 10 environ.

Les impulsions de sortie auront une amplitude de 70 V et seules subsisteront celles qui sur la grille étaient positives.

Sur la plaque, on obtient donc une impulsion négative de 70 V *et de durée* 2 τ *toutes les* 100 μs.

Deuxième étage amplificateur.

L'impulsion de sortie de l'étage précédent est encore déformée vers le bas, ce qui correspond d'ailleurs à la suroscillation supérieure de la ligne à retard.

Le niveau exploitable est d'une trentaine de volts. Afin de conserver le temps de montée et d'obtenir une impulsion propre, ce tube est polarisé à — 10,5 V ; ce qui, compte tenu du recul de grille, écrête l'impulsion à — 18,5 V.

Le gain d'une pentode avec cathode non découplée peut s'exprimer par

$$G = \frac{sR_p}{1 + sR_K} \simeq \frac{R_p}{R_K}$$ soit, ici, 7,5 environ.

Niveau de l'impulsion de sortie : 140 V.
Temps de montée : 0,1 µs.

III-17 **Étages adaptateurs.**

Deux étages cathodynes sont destinés l'un à attaquer l'étage HF modulé, l'autre à transmettre à basse impédance (150 Ω) l'impulsion destinée à la synchronisation du sélecteur d'échos.

a) Étage de sortie pour modulation de l'émetteur.

Cet étage est constitué par un tube EL183 monté en triode. Il fonctionne en classe C de manière à pouvoir utiliser une faible résistance de charge sans pour cela dépasser la puissance moyenne admissible sur la plaque. Dans ces conditions, les flancs de montée seront bien transmis. La grille est polarisée à — 15 V. Grâce à ce nouvel écrêtage, l'impulsion obtenue a une amplitude de 120 V et un temps de montée de $\frac{1}{5}$ de microseconde.

b) Étage destiné a transmettre l'impulsion a basse impédance.

Cet étage constitué également par un tube EL 183 est monté de manière peu différente. De même, la polarisation de grille est — 15 V. On a toutefois admis un débit crête plus important afin d'obtenir aux bornes de la résistance de 150 Ω un niveau d'au moins 10 V.

Cette sortie est reliée par un coaxial 150 Ω ainsi adapté au système sélecteur d'échos.

III-18 **Système de contrôle.**

On a réalisé un petit oscilloscope qui, inclus sur la même platine que le modulateur, permet de contrôler en permanence le bon fonctionnement de ce dernier.

III-2 LES ÉTAGES PILOTES

III-21 **Généralités sur la chaîne haute fréquence.**

La chaîne amplificatrice haute fréquence est pilotée par l'oscillateur à quartz de l'oscillateur local du récepteur conformément au principe de la mesure de phase (§ I-3). Une très bonne stabilité est en effet nécessaire, car toute dérive en fréquence se traduit par un déphasage et est une cause d'erreur sur la mesure (voir chap. IV). La fréquence f_0 de l'oscillateur à quartz est donc transmise par câble coaxial à l'entrée de la chaîne de multiplication qui fournit la fréquence d'émission $nf_0 = 466$ MHz.

Aux fréquences élevées, le gain d'un étage monté en multiplicateur de fréquence est très faible, aussi devra-t-on prévoir des tubes plus puissants que s'ils étaient employés simplement en amplificateurs. Jusqu'à 150 MHz, on peut utiliser des circuits classiques, ensuite on doit employer des lignes.

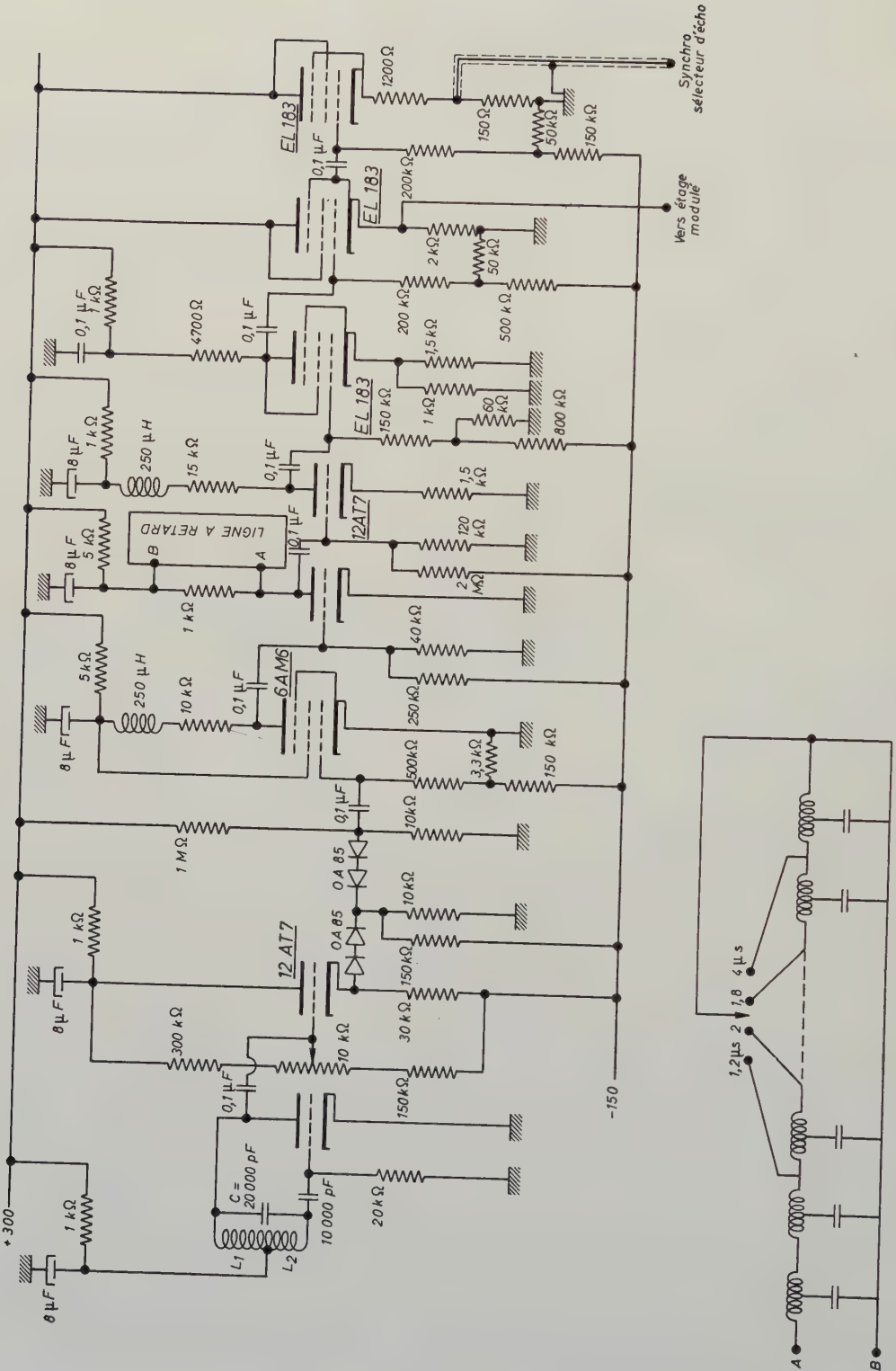


Fig. III-5. — Modulateur.

Les différents étages de la chaîne seront donc :

— un étage amplificateur symétriseur ..... 6 AM6 → 5,753 09 MHz;
— un premier tripleur ..... 6 AM6 → 17,259 27 MHz;
— un second tripleur ..... QQE 03/12 → 51,777 8 MHz;
— un troisième tripleur (étage modulé)..... QQE 03/12 → 155,333 MHz.

Ce premier ensemble constitue les étages pilotes.

Il restera dans le paragraphe suivant à étudier les étages de puissance :

— un quatrième tripleur ..... QQE 06/40 → 466,000 MHz;
— un étage amplificateur ..... QQE 06/40 → 466,000 MHz.

III-22 **Rappel du calcul d'un multiplicateur de fréquence.**

On doit étudier le fonctionnement d'un amplificateur classe C avec circuit d'anode accordé.

Le courant plaque a une allure périodique et sa forme est connue. On peut le décomposer en série de Fourier suivant une composante fondamentale et des harmoniques. Le fondamental et les harmoniques traversent tous le circuit oscillant et chacun développe une certaine tension. C'est la somme de ces tensions qui donne la tension résultante. Si l'on accorde le circuit oscillant sur l'harmonique n, c'est celui-ci qui est amplifié de préférence.

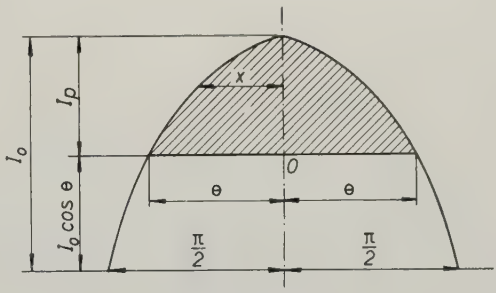


Fig. III-6.

Une rapide étude préliminaire va permettre de voir le rôle de l'angle d'ouverture dans la production d'un harmonique déterminé.

On peut décomposer le courant d'anode en série de Fourier

$$i_p = I_0 [\cos x - \cos \theta]$$
$$= \frac{I_p}{1 - \cos \theta} [\cos x - \cos \theta].$$

La décomposition s'écrit :

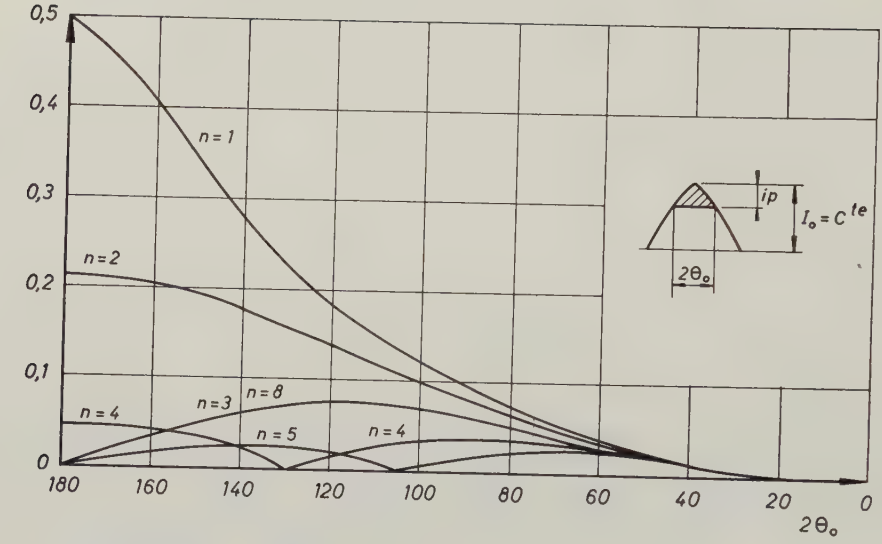
$$i_p = \bar{i}_p + I_1 \cos x + \cdots + I_n \cos nx.$$

Tous calculs faits, on obtient :

$$I_n = \frac{I_0}{\pi} \frac{(n+1) \sin (n-1)\theta - (n-1) \sin (n+1)\theta}{n(n^2-1)},$$

ou :

$$I_n = \frac{I_p}{\pi} \frac{(n+1) \sin (n-1)\theta - (n-1) \sin (n+1)\theta}{n(n^2-1)(1-\cos \theta)}.$$



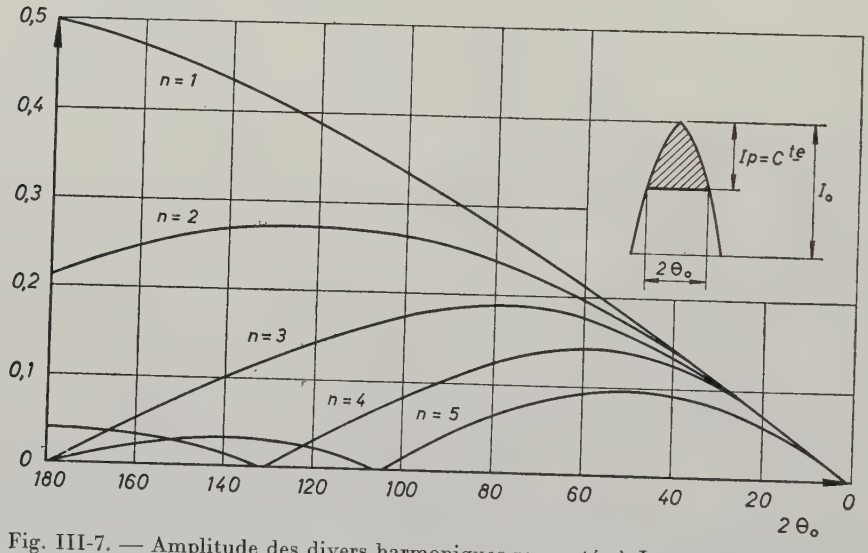


Fig. III-7. — Amplitude des divers harmoniques rapportés à I_0 supposé constant.

Ainsi les divers harmoniques sont fonctions de l'angle d'ouverture. Diverses courbes peuvent être tracées. Celles reproduites *figure* III-7 sont extraites du cours de M. Fagot à l'E.S.E. [5].

Intérêt du montage symétrique pour la production des harmoniques impairs.

Si l'on fait usage de deux lampes montées en symétrique (*fig.* III-8), les phases des courants excitateurs sont décalées d'une demi-période.

Pour un circuit oscillant de plaque symétrique $I_{p_i} = I_p - I_{p_{ii}}$:

$$I_{p_{total}} = 2\,I_1 \cos x + 2\,I_3 \cos 3x + \cdots + 2\,I_{2n-1} \cos (2n-1)\,x.$$

Ainsi tous les harmoniques pairs sont annulés et tout se passe comme si le circuit oscillant n'était soumis qu'au fondamental et aux harmoniques impairs.

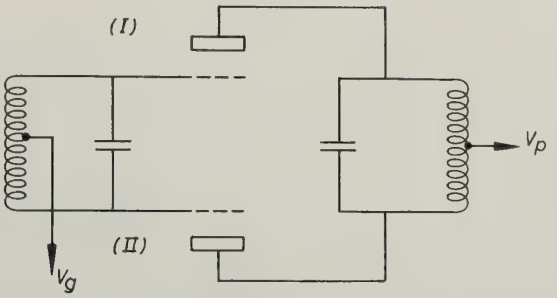


Fig. III-8.

Méthode générale suivie pour le calcul d'un multiplicateur.

Le calcul complet et rigoureux de la chaîne de multiplication serait long et fastidieux, aussi ce calcul ne sera effectué que pour le tripleur de puissance (§ III-32). Pour les étages pilotes, on se contente d'un contrôle des points de fonctionnement. On vérifie tout d'abord que les polarisations de grille adoptées correspondent bien aux angles d'ouverture optimaux pour l'harmonique désiré.

On a relevé expérimentalement les valeurs de ces polarisations ainsi que les niveaux HF obtenus. Il est ainsi facile d'en déduire l'angle d'ouverture, que l'on compare à celui optimal relevé sur les courbes (*fig.* III-7). Telle est d'ailleurs la méthode que l'on a adoptée pour la construction de cette chaîne. De plus, on a effectué un réglage fin de cette polarisation en recherchant le maximum sur l'harmonique demandé, retouche rendue nécessaire par la présence du courant grille qui modifie la polarisation réalisée en première approximation.

III-23 **L'étage amplificateur symétriseur.**

Il reçoit à basse impédance (coaxial 50 Ω) la fréquence f_0 de l'oscillateur à quartz. Il est tout d'abord destiné à amplifier ce signal de manière à l'amener à un niveau suffisant pour exciter un tripleur. De plus, le tripleur étant un étage symétrique, ce premier amplificateur sera réalisé de manière à permettre l'attaque d'un étage symétrique.

L'étage fonctionne en classe A. La polarisation fixe obtenue par courant grille est de — 0,5 V.

Aux bornes du circuit oscillant de plaque, on obtient deux tensions en opposition de phase de 100 V d'amplitude.

III-24 **Le premier étage tripleur :** 5,75-17,25 MHz.

Conformément à la remarque du paragraphe III-22, cet étage est symétrique. Il est couplé par capacité à l'étage précédent.

Calcul de l'angle d'ouverture.

Sur la grille, la tension HF est de 55 V efficaces, soit 78 V crête.

La polarisation relevée est de — 65 V.

La tension de cut off dans les conditions $V_{p_0} = V_{g_{2_0}} = 300$ V est de — 10 V.

$$\cos \theta_0 = \frac{65 - 10}{78} = 0{,}712 \qquad \text{et} \qquad \theta_0 = 44^\circ 9.$$

L'angle d'ouverture choisi correspond donc bien à un optimum pour la production d'harmonique 3 d'après les courbes (*fig.* III-7).

En l'occurrence, on obtient à la sortie $V_{17{,}25\ \text{MHz}} = 100\ V_{\text{eff.}}$

III-25 **Le second tripleur :** 17,25-51,77 MHz.

De même que le précédent, cet étage est symétrique. Comme on veut obtenir à la sortie de l'émetteur la puissance maximale compatible avec les tubes utilisés pour l'étage de puissance, il est dès maintenant nécessaire d'utiliser des tubes capables de fournir de la puissance. On utilise pour cet étage un tube QQE 03/12. C'est une double tétrode spécialement prévue pour l'amplification HF et la multiplication de fréquence.

Calcul de l'angle d'ouverture.

Le niveau HF disponible sur les grilles est de 78 V efficaces, soit 110 V crête.

La polarisation fixe mesurée est de $V_{g_0} = -100$ V.

Le cut off dans les conditions de travail est de — 25 V, d'où

$$\cos \theta_0 = \frac{100 - 25}{110} = 0{,}68 \qquad \text{et} \qquad \theta_0 = 47^\circ.$$

On est donc encore très près de l'angle théorique de 45°. Cet étage fonctionne dans les conditions optimales et fournit une tension HF : $V_{51{,}71\ \text{MHz}} = 200\ V_{\text{eff.}}$

III-26 **L'étage modulé tripleur :** 51,77-155,3 MHz.

On utilise encore un tube QQE 03/12.

Cet étage est bloqué en l'absence de modulation, modulation qui est appliquée sur les grilles sous la forme d'impulsions positives de 120 V d'amplitude, de durée comprise entre 1 et 4 µs à la fréquence de répétition de 10 kHz.

Pendant la durée de l'impulsion, la polarisation fixe est de

$$-300 + 120 = -180 \text{ V.}$$

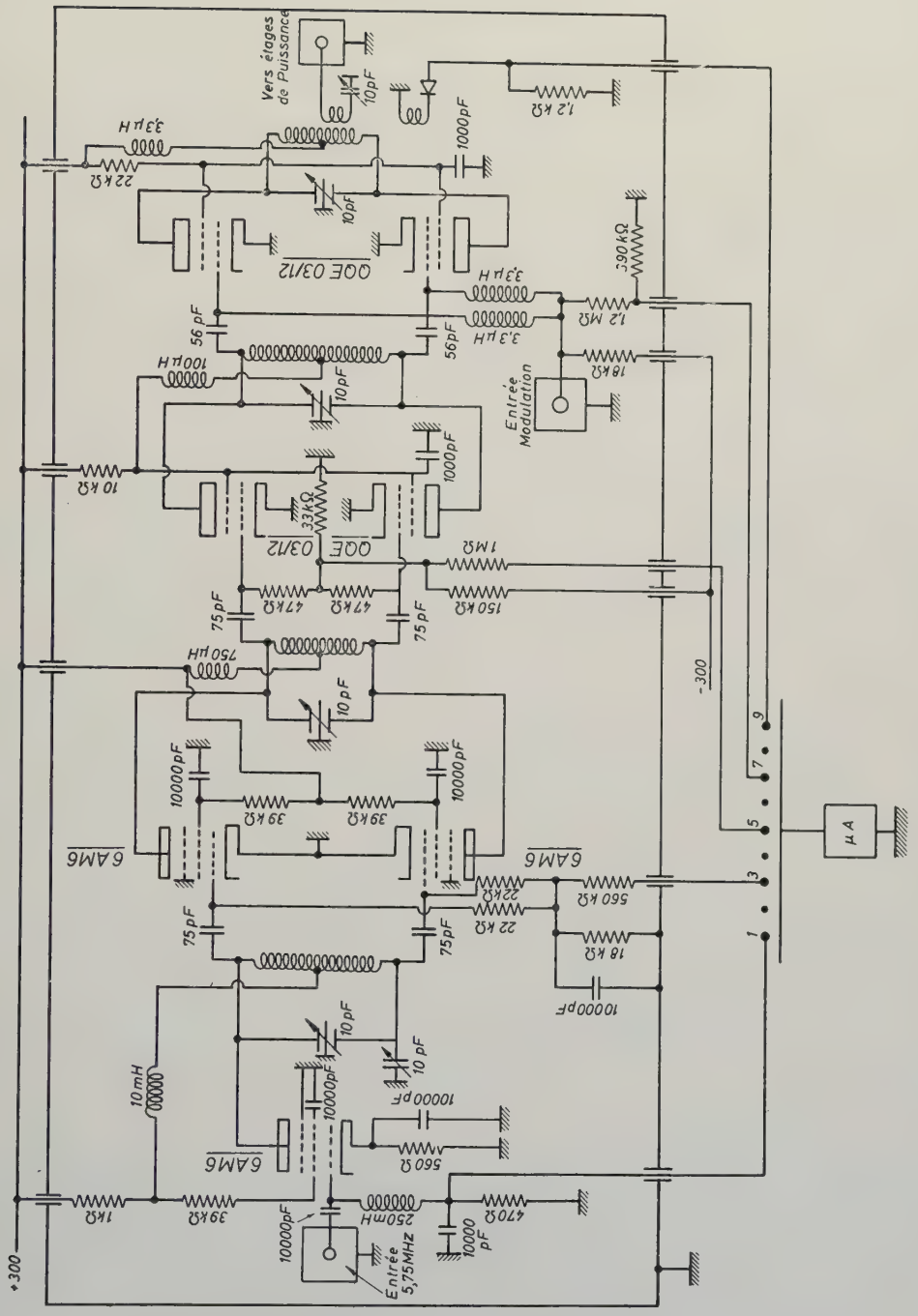


Fig. III-9. — Pilote émission.

Le niveau HF disponible sur les grilles est de 170 V efficaces, soit 240 V crête.

Le cut off d'un tube QQE 03/12 avec $V_p = V_{g_2} = 300$ V est de — 30 V

$$\cos \theta_0 = \frac{180 - 30}{240} = 0{,}625 \rightarrow \theta_0 = 40^o.$$

Les conditions de fonctionnement sont encore très acceptables.

On a mesuré la puissance disponible à la sortie sur une charge de 50 Ω, et on a obtenu :

LARGEUR IMPULSION	$P_{moyenne}$	$P_{crête}$
1,2 µs	0,1 W	8 W
2 µs	0,16 W	8 W
2,8 µs	0,22 W	8 W
4 µs	0,32 W	8 W

Bande passante des étages modulés.

La bande passante à transmettre par ces étages est liée au temps de montée de l'impulsion. L'étude du modulateur permet d'assurer un temps de montée de 0,2 µs. Pour une suite d'étages, on démontre la formule suivante relative à la bande passante vidéo :

$$\Delta f = \frac{2{,}2 . 10^6}{2 \pi t}.$$

Pour $t = 0{,}2$ µs, $\Delta f = 1{,}75$ MHz, d'où :

Bande passante HF = 2 × Bande passante vidéo = 3,5 MHz.

III-3 LES ÉTAGES DE PUISSANCE

On fait entrer dans cette catégorie l'amplificateur final et l'étage tripleur destiné à l'attaquer.

On étudie tout d'abord l'étage final en fonction de la puissance qu'il doit fournir. On en déduit la puissance d'excitation et on répète la même étude pour l'étage tripleur.

III-31 L'étage de puissance.

L'étage de puissance fonctionne en amplificateur HF modulé. Il doit fonctionner en classe B ou C. La classe C a l'avantage d'un meilleur rendement mais nécessite une puissance d'excitation plus grande. Comme on a intérêt à exploiter les tubes au maximum pour fournir une grande puissance crête, on se place en classe C.

En l'absence d'impulsions de modulation, le tube est bloqué. Le rendement moyen est donc sensiblement égal au rendement de crête (légèrement inférieur, car pendant les temps de montée il est plus faible qu'en crête).

Étant donné le fonctionnement en régime impulsif, on pourra appliquer aux tubes de très fortes tensions et leur faire débiter un courant crête important. Les valeurs des puissances moyennes seront égales aux valeurs des puissances crêtes divisées par le facteur d'utilisation qui sera au maximum de $f = \frac{4}{100} = \frac{1}{25}$.

Choix du tube de puissance.

On utilise une double tétrode QQE 06/40 avec neutralisation interne spécialement conçue pour l'amplification haute fréquence.

D'après les caractéristiques fournies par Philips, en classe C et pour les deux tétrodes en push il est possible d'obtenir 2×40 W avec une tension d'écran de 300 V.

Détermination du régime de fonctionnement.

Le temps d'occupation étant très faible on s'impose des conditions un peu plus dures.

On se place en classe C avec une haute tension $V_{p_0} = 1\,000$ V et une polarisation de grille $V_{g_0} = -90$ V.

On choisit un angle d'ouverture $2\theta_0 = 120^o$.

Rappelons brièvement les caractéristiques d'un amplificateur classe C.

Avec les notations de la figure III-10, on obtient :

$$P_{utile} = \frac{V_p I_p}{4} \times a,$$

$$P_{appliquée} = \frac{V_{p_0} I_p}{\pi} \times b,$$

$$a = \frac{2(\theta - \sin\theta\cos\theta)}{\pi(1 - \cos\theta)};$$

$$b = \frac{\sin\theta - \theta\cos\theta}{1 - \cos\theta};$$

$$\eta = \frac{\pi}{4}\frac{V_p}{V_{p_0}} \times c, \qquad c = \frac{a}{b};$$

$$R_p = \frac{2V_p}{I_p} \times d, \qquad d = \frac{1}{a}.$$

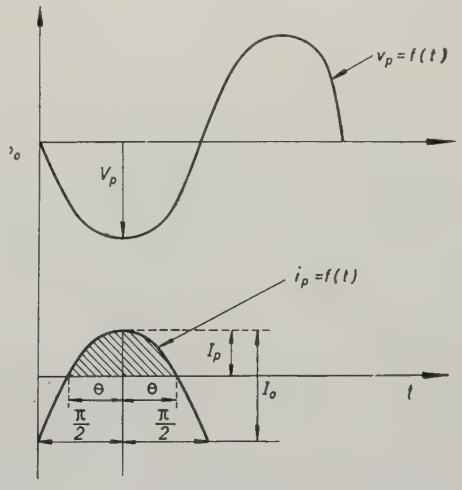


Fig. III-10.

Dans les conditions précédentes :

$\theta_0 = 60^o \rightarrow a = 0{,}79.$

En prenant une tension de déchet de 20 %, l'amplitude de la *tension alternative de plaque sera* $V_p = 800$ V. On veut obtenir une puissance minimale de 120 W. Or, dans un système en push, *chaque tube devra fournir la moitié de la puissance, soit* 60 W.

$$P_{utile} = 60\text{ W} = \frac{V_p I_{p_{max}}}{4} \times a \quad \left| \begin{array}{l} V_p = 800\text{ V} \\ a = 0{,}79 \end{array} \right.$$

$$\rightarrow I_{p_{max}} = 380\text{ mA}.$$

Afin de tenir compte des caractéristiques réelles, on prend $I_{p_{max}} = 500$ mA, et on se fixe la droite de charge dans le réseau $V_g = f(V_p)$ par deux points (*fig.* III-11) :

$$\begin{cases} V_{p_0} = 1\,000 \text{ V}, \\ V_{g_0} = -90 \text{ V}, \end{cases} \qquad \begin{cases} V_p = V_d = 200 \text{ V}, \\ I_p = 500 \text{ mA}. \end{cases}$$

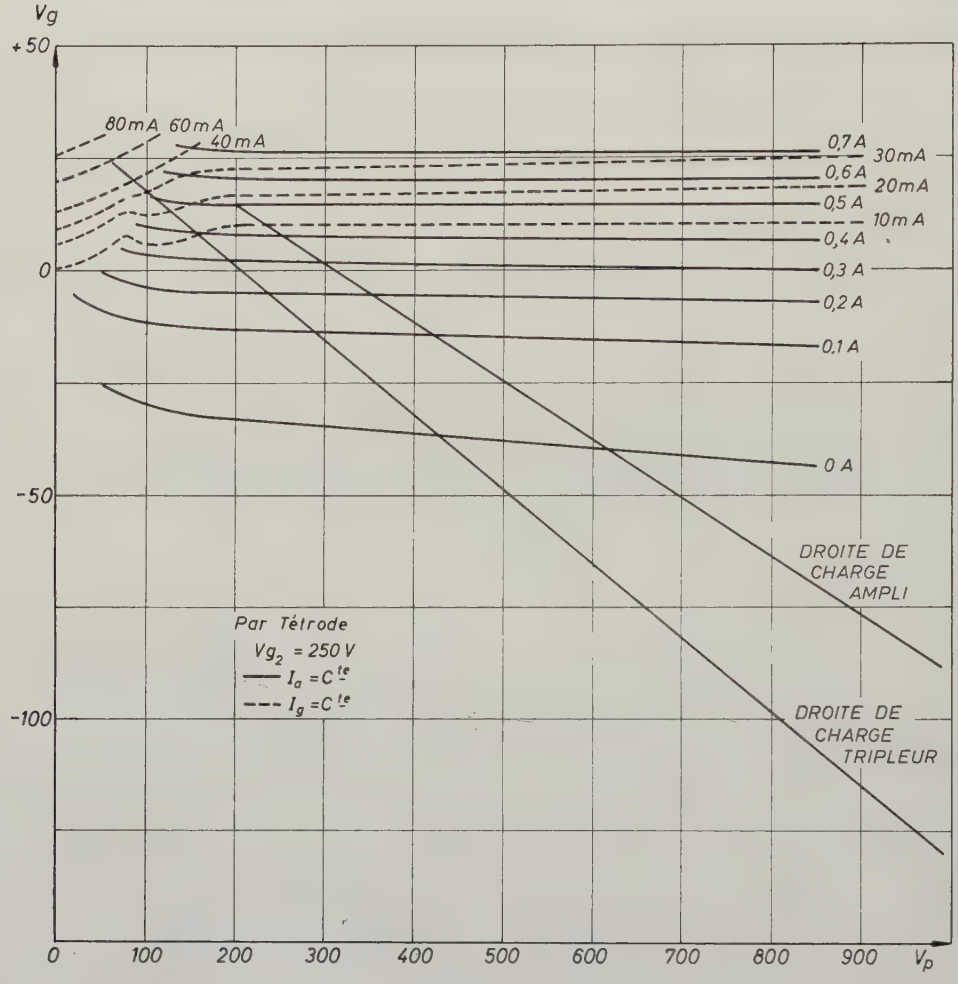


Fig. III-11.

Droites de charge ampli et tripleur dans le réseau $V_g = f(V_p)$.

De ces caractéristiques, on déduit l'amplitude de la tension grille nécessaire $V_g = 106$ V.

Le régime de fonctionnement est alors défini par :

$$\begin{aligned} V_{p_0} &= 1\,000 \text{ V}, & V_p &= 800 \text{ V}, \\ V_{g_0} &= -90 \text{ V}, & V_g &= 106 \text{ V}. \end{aligned}$$

On peut alors écrire que, à tout instant : $V_g = -90 + 106 \cos \theta$.

On trace alors les courbes :

$$\begin{cases} i_p = f(\theta), \\ i_p \cos\theta = f(\theta), \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} i_g = f(\theta), \\ i_g \cos\theta = f(\theta). \end{cases}$$

En mesurant les aires limitées par ces courbes on trouve :

— courant moyen : $\overline{i_p} = \dfrac{1}{2\pi}\displaystyle\int_{-\theta}^{+\theta} i_p \, d\theta$ → $\boxed{\overline{i_p} = 91{,}6 \text{ mA}}$

— courant fondamental : $i_{p_1} = \dfrac{1}{\pi}\displaystyle\int_{-\theta}^{+\theta} i_p \cos\theta \, d\theta$ → $\boxed{I_{p_1} = 169 \text{ mA}}$

et de même → $\boxed{\overline{i_g} = 2{,}62 \text{ mA}}$

→ $\boxed{I_{g_1} = 5{,}26 \text{ mA}}$.

Ces résultats vont permettre le calcul des puissances réelles.

Détermination du circuit oscillant de plaque.

A 466 MHz, le circuit oscillant de plaque sera naturellement constitué par une ligne, et l'accord sera réalisé, d'une part, par la capacité de sortie $C_s = 4{,}2$ pF et, d'autre part, par une capacité réglable de l'ordre de 2 pF.

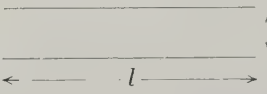
Il faut donc que :

$$L\omega = \frac{1}{C\omega} = 55\ \Omega.$$

Si z_0 est l'impédance caractéristique de la ligne court-circuitée de longueur l, l'impédance ramenée est $z = jz_0 \operatorname{tg} \dfrac{2\pi L}{\lambda}$ avec $\lambda = 64{,}5$ cm.

La ligne utilisée peut en première approximation être considérée comme étant constituée de deux rubans parallèles. Dans ce cas :

$$z_0 = 120\,\pi \frac{D}{l}, \qquad D = 9 \text{ mm}, \quad l = 3 \text{ cm},$$



d'où $z_0 = 120\,\pi \times 0{,}3 = 113\ \Omega$.

L'étage étant symétrique, il faut calculer la ligne du push.

$$z = 113 \operatorname{tg} \frac{2\pi L}{64{,}5} = 2 \times 55\ \Omega$$

$$\operatorname{tg} \frac{2\pi L}{64{,}5} = \frac{110}{113} = 0{,}975 \rightarrow \frac{2\pi L}{64{,}5} = 0{,}8 \rightarrow L = 8{,}5 \text{ cm}.$$

Ceci est valable pour une tétrode. *Le circuit oscillant symétrique sera donc constitué par une ligne de* 10 cm, avec ajustage par déplacement du court-circuit. C'est d'ailleurs une telle ligne fabriquée par Thomson qui est utilisée.

CALCUL DES ÉLÉMENTS DE LA PUISSANCE ACTIVE.

	PAR TÉTRODE	EN PUSH
a) *Circuit d'anode*		
Tension continue d'alimentation d'anode	$V_{p_0} = 1\,000$ V	
Tension alternative d'anode	$V_p = 800$ V	
Tension de déchet	$V_{d} = 200$ V	
Courant anodique de crête	$I_{p_{max}} = 500$ mA	2 × 500 mA
Courant anodique moyen	$\bar{i}_p = 92$ mA	2 × 92 mA
Courant fondamental	$I_{p_1} = 169$ mA	2 × 169 mA
Puissance utile (hors lampe) $P_u = \frac{V_p I_{p_1}}{2}$	$P_u = 67{,}5$ W	2 × 67,5 W
Puissance appliquée $P_a = V_{p_0} \bar{i}_p$	$P_a = 91{,}6$ W	2 × 91,6 W
Puissance dissipée $P_u - P_a$	$P_{diss.} = 24$ W	2 × 24 W
Résistance de charge $R_p = \frac{V_p}{I_{p_1}}$	$R_p = 4\,750\ \Omega$	
Rendement $\eta = \frac{P_u}{P_a}$	$\eta = 73{,}5$ %	
b) *Circuit de grille.*		
Tension continue de polarisation	$V_{g_0} = -90$ V	
Tension alternative de grille	$V_g = 106$ V	
Courant moyen de grille	$\bar{i}_g = 2{,}62$ mA	2 × 2,62 mA
Composante fondamentale de courant grille	$I_{g_1} = 5{,}26$ mA	2 × 5,26 mA
Puissance à fournir par la source d'excitation	$\frac{V_g I_{g_1}}{2} = 280$ mW	2 × 280 mW
Puissance reçue par la source de polarisation	$V_{g_0} \bar{i}_g = 236$ mW	2 × 236 mW
Puissance dissipée sur la grille	$P_{HF} - P_{Pol.} = 44$ mW	2 × 44 mW
c) *Circuit d'écran*		
Tension continue d'alimentation d'écran	250 V	
Courant d'écran en crête	$I_{g_2} = 50$ mA	2 × 50 mA
Courant moyen d'écran	$\bar{i}_{g_2} = 8$ mA	2 × 8 mA
Puissance dissipée sur l'écran	$V_{e_0} \bar{i}_{g_2} = 4$ W	2 × 4 W

Détermination du circuit oscillant de grille.

Il est accordé, d'une part, par la capacité d'entrée qui est de 12,8 pF pour une tétrode et par un ajustable de 3 pF environ.

Il faut que :

$$L\omega = \frac{1}{C\omega} = 22\ \Omega \rightarrow 44\ \Omega \quad \text{pour le push.}$$

La ligne utilisée est également constituée par deux rubans parallèles :

$$\begin{cases} D = 0{,}4 \text{ cm} \\ l = 2 \text{ cm} \rightarrow z_0 = 72{,}5\ \Omega. \end{cases}$$

Pour le circuit oscillant du push L = 7 cm.

Calcul des éléments de la puissance réactive.

	PAR TÉTRODE	EN PUSH
a) *Circuit oscillant d'anode*		
Capacité de sortie	4,2 pF	2,1 pF
Capacité d'accord	2 pF	1 pF
Capacité totale	6,2 pF	3,1 pF
Réactance de CO	55 Ω	110 Ω
Puissance réactive $\frac{V_p^2}{2X}$	5 800	
Surtension en charge $\frac{P_{réact.}}{P_{utile}}$	85	
Surtension propre du CO Q_0	800	
Perte de CO $= \frac{P_{réact.}}{Q_0}$	7	
Puissance hors CO = P_{utile} — Pertes	60 W	2 × 60 W
b) *Circuit oscillant de grille*		
Capacité d'entrée	12,8 pF	6,4 pF
Capacité d'accord	3 pF	2,5 pF
Capacité totale	15,8 pF	7,9 pF
Réactance de CO : X′	22 Ω	44 Ω
Puissance réactive $\frac{V_g^2}{2X'}$	300 VAR	
Surtension propre du CO : Q_0'	300	
Pertes de CO $= \frac{P_{réact.grille}}{Q_0'}$	1	
Puissance nécessaire à l'excitation	1,3 W	2 × 1,3 W

Bande passante de l'amplificateur haute fréquence.

La bande passante du circuit plaque est définie par $Q = \frac{f}{\Delta f}$ où :

$$\begin{cases} f = 466 \text{ MHz} \\ Q = 85 \end{cases} \rightarrow \quad 5{,}5 \text{ MHz.}$$

Cette bande passante est suffisante pour passer les impulsions de modulation comme il a été vu au paragraphe III-26.

Puissances moyennes obtenues réellement.

Les puissances précédentes ont été calculées pendant l'impulsion d'émission. Pour avoir les valeurs de puissances moyennes, il faut multiplier les valeurs trouvées par le facteur d'utilisation pour les diverses durées d'impulsion possibles.

DURÉE	FACTEUR D'UTILISATION	PUISSANCE MOYENNE ÉMISE	PUISSANCE DISSIPÉE SUR LA PLAQUE
4 µs	1/25	5 W	1 W
2,8 µs	1/36	3,5 W	0,7 W
2 µs	1/50	2,5 W	0,5 W
1,2 µs	1/83	1,5 W	0,3 W

Malgré les fortes tensions utilisées, les conditions de fonctionnement des tubes ne sont absolument pas dures, excepté peut-être pour le courant de pointe qui atteint 500 mA.

Puissance de commande.

On trouve une puissance de commande sur la grille vraiment très faible : 1,3 W. Mais cette puissance est à fournir effectivement sur la grille.

Or, on n'a pas tenu compte de divers facteurs dont l'effet peut être très important à 466 MHz et notamment :

— des pertes par rayonnement des circuits oscillants ;
— des pertes diélectriques dans le verre de l'ampoule à chaud ;
— des pertes Joules dans les circuits oscillants (effet de peau) ;
— des pertes de transit des électrons dans le tube.

Toutes ces pertes sont très importantes et limitent le gain en puissance du tube à environ 4.

Pour obtenir 60 W, ce n'est donc pas 1,3 W que devra fournir l'étage précédent, mais 15 W.

Puissance à fournir par le dernier tripleur : 2×15 W.

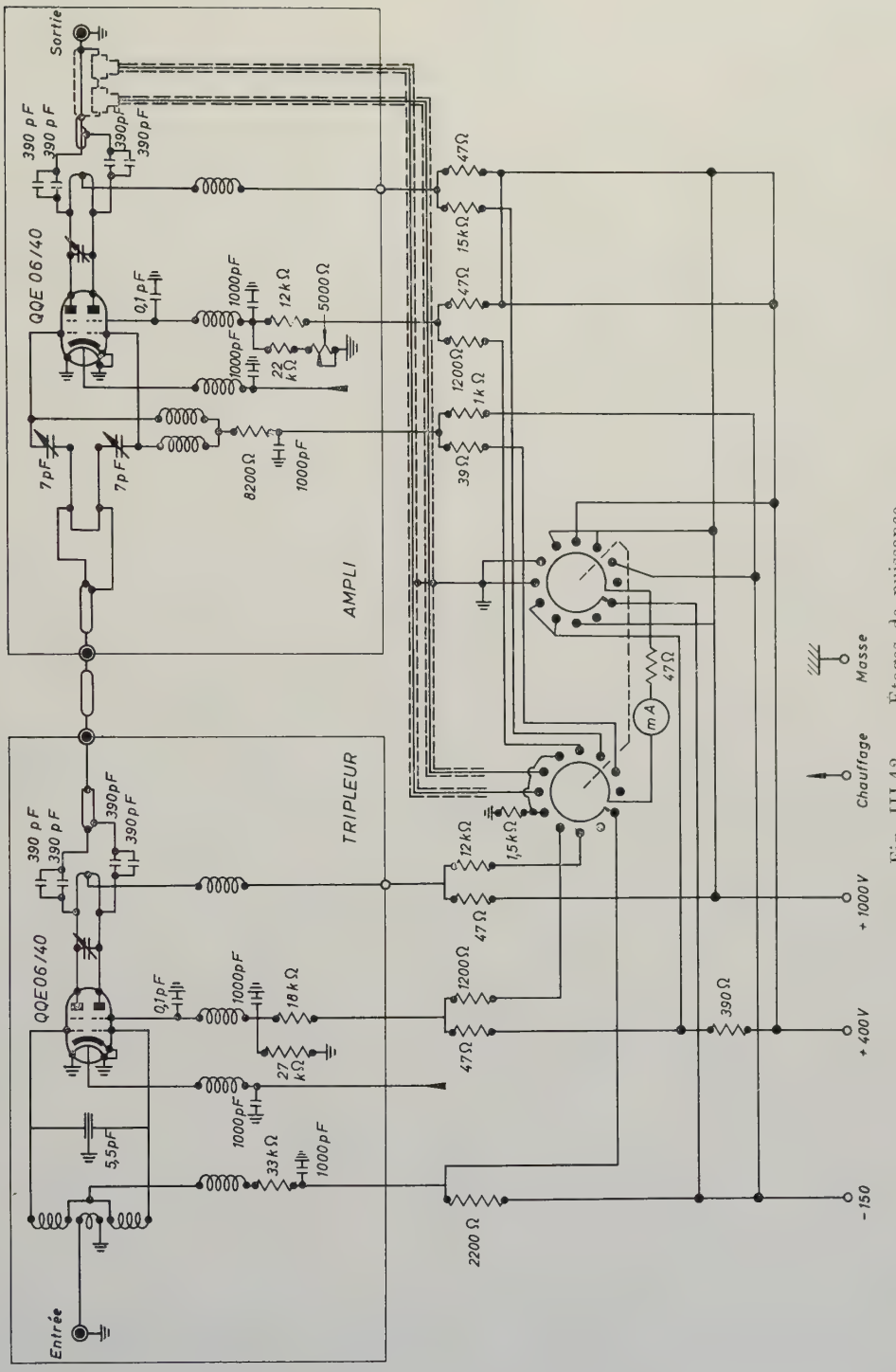


Fig. III-12. — Etages de puissance.

Réalisation pratique.

La disposition et la réalisation mécaniques ont été empruntées à un émetteur Thomson destiné à la bande 400-500 MHz.

L'étage est enfermé dans un blindage, le tube de puissance étant soumis à une ventilation forcée.

III-3.2 **Le dernier tripleur :** 155-466 MHz

Des calculs analogues peuvent être faits pour l'étage tripleur 155-466 MHz. Cet étage est un étage symétrique pour lequel on utilise également une double tétrode QQE 06/40. L'emploi de ce tube permet de fournir la puissance de 30 W nécessaire à l'excitation de l'étage de puissance.

On se place en classe C avec un angle d'ouverture $2\theta_0 = 80^\circ$ pour obtenir le maximum d'harmonique 3 conformément aux courbes (*fig.* III-7).

Ces mêmes courbes permettent d'écrire $\dfrac{I_3}{I_{p_{max}}} = 0{,}19.$

La haute tension est de 1 000 V. On se fixe une tension de déchet de 20 %, ce qui donne $V_p = 800$ V.

Le circuit de plaque est accordé sur 466 MHz, on a donc $V_p = R_p I_3$, d'où :

$$P_{utile} = \frac{V_p I_3}{2} = 400 \times 0{,}19 \times I_{max}$$

$$P_{utile} = 15 \text{ W par tétrode} \rightarrow I_{p_{max}} = 200 \text{ mA}.$$

Pour tenir compte de la courbure des caractéristiques réelles et des pertes, on se base sur un courant $I_{p_{max}} = 275$ mA.

La droite de charge est alors définie par deux points (*fig.* III-11) :

$$\begin{cases} V_{p_0} = 1\,000 \text{ V}, \\ V_{g_0} = -130 \text{ V}, \end{cases} \qquad \begin{cases} V_p = 200 \text{ V}, \\ I_{p_{max}} = 275 \text{ mA}. \end{cases}$$

On en déduit l'excitation grille nécessaire $\boxed{V_g = 130 \text{ V}}$, ce qui définit complètement le régime de fonctionnement.

On peut écrire qu'à tout instant $V_g = -130 + 130 \cos \theta$.

On trace les courbes $\begin{cases} i_p \cos 3\theta = f(\theta), \\ i_p = f(\theta). \end{cases}$

Tous calculs faits $\boxed{\begin{array}{l} i_p = 36 \text{ mA} \\ I_3 = 46{,}7 \text{ mA} \end{array}}$.

D'après ces calculs théoriques, le courant grille reste toujours négligeable. La puissance de commande servira donc en majeure partie à compenser les pertes du circuit oscillant de grille.

Détermination du circuit oscillant de plaque.

Ce circuit fonctionne dans les mêmes conditions que celui de l'étage de puissance. Il sera identique.

Détermination du circuit oscillant de grille.

Il est accordé sur 155 MHz, d'une part, par la capacité d'entrée qui est 12,8 pF par tétrode et, d'autre part, par une capacité ajustable de 5 pF.

Il faut que $L\omega = \frac{1}{C\omega} = 58\ \Omega$.

Le self totale doit avoir une valeur de 0,12 µH environ. Elle est constituée par deux spires de 1,5 cm de diamètre, la longueur totale étant de 1,5 cm.

Dans ces conditions, on démontre (Fagot : *Cours de l'E.S.E.*) que la surtension propre peut s'exprimer par $Q_0 \simeq 50\ D\sqrt{f}$ avec : D = 1,5 cm, f = 155 MHz, soit

$$\boxed{Q_0 = 935}.$$

Calcul des éléments de la puissance active.

	PAR TÉTRODE	EN PUSH
a) *Circuit d'anode*		
Tension continue d'alimentation	$V_{p_0} = 1\,000$ V	
Tension alternative d'anode	$V_p = 800$ V	
Tension de déchet	$V_d = 200$ V	
Courant anodique de crête	$I_{p_{max}} = 275$ mA	2 × 275 mA
Courant anodique moyen	$\bar{i}_p = 36$ mA	2 × 36 mA
Courant harmonique 3	$I_3 = 47$ mA	2 × 47 mA
Puissance utile (hors lampe) $\frac{V_p I_3}{2}$	$P_u = 18{,}8$ W	2 × 18,8 W
Puissance appliquée $V_{p_0}\bar{i}_p$	$P_a = 28{,}8$ W	2 × 28,8 W
Puissance dissipée sur la plaque	10 W	2 × 10 W
Résistance de charge $R_p = \frac{V_p}{I_3}$	$R_p = 17\ k\Omega$	
Rendement	$\eta = 65$ %	
b) *Circuit grille*		
Tension continue de polarisation	$V_{g_0} = -130$ V	
Tension alternative de grille	$V_g = 130$ V	
Courant moyen de grille	Négligeable	
c) *Circuit d'écran*		
Tension continue d'alimentation	250 V	
Courant d'écran en crête	25 mA	2 × 25 mA
Courant moyen d'écran	6 mA	2 × 6 mA
Puissance dissipée sur l'écran	1,5 W	2 × 1,5 W

Calcul des éléments de la puissance réactive.

	PAR TÉTRODE	EN PUSH
a) *Circuit oscillant d'anode*		
Capacité de sortie	4,2 pF	2,1 pF
Capacité d'accord	2 pF	1 pF
Capacité totale	6,2 pF	3,1 pF
Réactance de CO	55 Ω	110 Ω
Puissance réactive : $\frac{V_p^2}{2X}$	5 800 VAR	2 × 5 800 VAR
Surtension en charge : $\frac{P_{réact.}}{P_{utile}}$	240	
Surtension propre du CO : Q_0	800	
Pertes de CO : $\frac{P_{réact.}}{Q_0}$	7,3 W	
Puissance hors CO : P_{utile} — Pertes	11,5 W	
b) *Circuit oscillant de grille*		
Capacité d'entrée	12,8 pF	6,4 pF
Capacité d'accord	5 pF	2,5 pF
Capacité totale	17,8 pF	8,9 pF
Réactance de CO	X′ = 58 Ω	116 Ω
Puissance réactive $\frac{V_g^2}{2X'}$	146 VAR	2 × 146 VAR
Surtension propre du CO	935	
Pertes de CO	0,156 W	0,30 W
Puissance nécessaire à l'excitation	0,2 W	0,4 W

Puissances moyennes obtenues réellement.

Les mesures sont résumées dans le tableau ci-dessous :

DURÉE	PUISSANCE MOYENNE	PUISSANCE DISSIPÉE SUR LA PLAQUE
4 µs	1,5 W	0,4 W
2,8 µs	1,05 W	0,28 W
2 µs	0,75 W	0,2 W
1,2 µs	0,45 W	0,12 W

Puissance de commande.

On trouve une puissance de commande de $2 \times 0{,}4$ W, mais on n'a pas tenu compte des pertes qui sont inévitables à 155 MHz. En multipliant comme précédemment par un facteur 15 à 20, on obtient une puissance de commande

$$P = 2 \times 4 \text{ W},$$

puissance compatible avec la puissance fournie par le dernier étage du pilote.

Chapitre IV

LE RÉCEPTEUR

Le récepteur (*fig.* IV-1) est destiné à recevoir des signaux à 466 MHz, ces signaux étant constitués par les échos des impulsions d'émission sur le trièdre. Le principe de la mesure de phase nécessite un changement de fréquence ramenant le signal à 5,75 MHz.

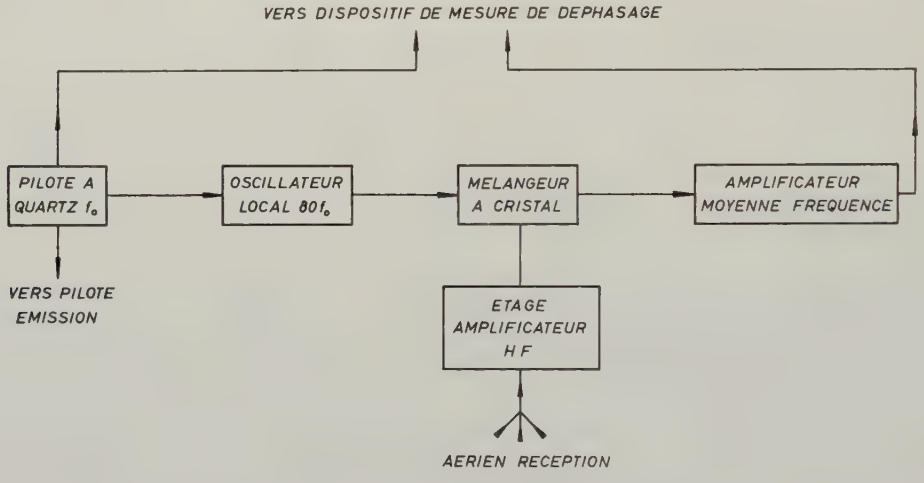


Fig. IV-1. — Schéma synoptique du récepteur.

Pour parvenir à ce résultat, on utilise le même étage pilote à quartz à l'émission et à la réception. Cet étage fournit la fréquence $f_0 = 5{,}75$ MHz qui est envoyée simultanément vers :

— l'oscillateur local ..... $(n - 1) f_0$,
— l'émetteur ..... nf_0.

On envisagera successivement :

1° l'oscillateur local;
2° l'étage HF;
3° le mélangeur;
4° l'amplificateur MF.

IV-1 **L'OSCILLATEUR LOCAL**

Il doit fournir la fréquence $(n-1)f_0$ à partir d'un oscillateur à quartz à la fréquence f_0.

La chaîne sera donc constituée par :

— un oscillateur à quartz à la fréquence .... $f_0 = 5{,}75$ MHz;
— un étage séparateur;
— un quintupleur ..... $5f_0 = 28{,}75$ MHz;
— un quadrupleur ..... $20f_0 = 115$ MHz;
— un amplificateur..... $20f_0 = 115$ MHz;
— un doubleur ..... $40f_0 = 230$ MHz;
— un doubleur ..... $80f_0 = 460$ MHz.

Sur l'étage séparateur sont couplés deux enroulements supplémentaires destinés :

— l'un à la référence de phase;
— l'autre à piloter les étages multiplicateurs de l'émetteur.

NÉCESSITÉ D'OBTENIR UNE FRÉQUENCE $80f_0$ AUSSI PURE QUE POSSIBLE.

Le fait de centrer l'amplificateur moyenne fréquence sur la fréquence f_0 nécessite des ondes le plus possible dépourvues d'harmoniques à la sortie des chaînes de multiplication.

En effet, si on obtient :

— dans la chaîne oscillateur local un harmonique pf_0,
— dans la chaîne pilote émission un harmonique $(p \pm 1)f_0$,

leur battement dans le circuit mélangeur fera apparaître la fréquence f_0 qui passera dans l'amplificateur moyenne fréquence. A la sortie, on obtiendra alors une onde parasite capable selon son importance de fausser les mesures.

Pour obtenir ce résultat, toutes les précautions ont été prises dans la construction de l'oscillateur local.

Chaque étage est isolé des autres par un blindage de laiton afin d'éviter tout couplage direct. Les tensions d'alimentation sont amenées par des traversées capacitives et des selfs de chocs afin d'éviter tout couplage par l'alimentation.

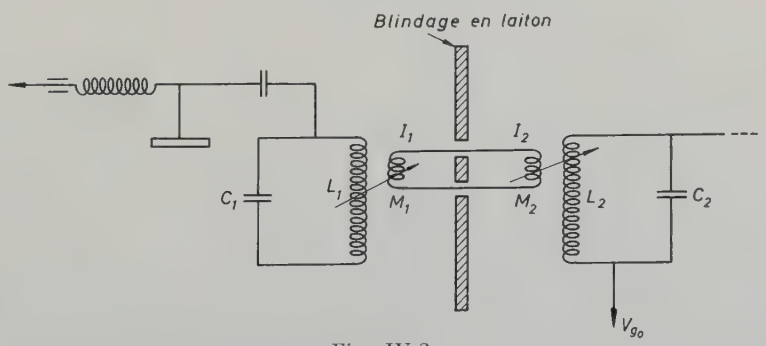


Fig. IV-2.

Le couplage entre étages est réalisé par ligne à basse impédance. Ce mode de couplage (*fig.* IV-2) permet en effet la présence d'un blindage électrique entre étages.

De plus, il est possible d'opérer avec circuits accordés dans la grille et dans la plaque, d'où un gain de sélectivité.

Le filtrage supplémentaire dû à la présence du circuit accordé de grille s'exprime par $\frac{1}{Q_2} \frac{n}{n^2 - 1}$, si n est le rang de l'harmonique à éliminer.

En ce qui concerne le calcul des multiplicateurs, on se reportera utilement à ce qui a été vu au paragraphe III-22.

IV-11 **L'oscillateur à quartz.**

L'oscillateur utilisé allie *les caractéristiques de l'oscillateur Pierce et les avantages de l'oscillateur dit « Electron Coupled » ou E.C.O.*

On sait que dans l'oscillateur E.C.O., pour éviter une réaction sur l'anode par effet de capacité, la grille écran est mise à la terre pour la haute fréquence. Ceci est possible à condition de permettre à la cathode des variations de potentiel HF, ce que l'on obtient à l'aide d'une self de blocage. Le courant anodique présente néanmoins une composante alternative à la fréquence de l'oscillation, ce qui permet de réaliser dans l'anode une amplification de l'oscillateur sans réaction sur celui-ci.

Ces dispositions sont réalisées dans un oscillateur à quartz (montage Pierce entre écran et grille). Du point de vue stabilité, cet oscillateur a, tout comme l'E.C.O., l'avantage d'une compensation pour les variations de haute tension, ces variations jouant d'une manière opposée sur la plaque et sur l'écran. De plus, la grille suppresseuse est montée de manière à travailler avec la même polarisation que la cathode, mais est shuntée pour la haute fréquence. Cette disposition permet une plus grande indépendance entre le circuit de contrôle de fréquence et le circuit accordé de plaque. On obtient ainsi de plus faibles limites de variations de fréquence.

IV-12 **L'étage séparateur.**

Il est destiné à isoler le pilote des trois chaînes auxquelles il faut transmettre la référence f_0, à savoir :

1° la chaîne de multiplication par 80 destinée à l'oscillateur local du récepteur;
2° la chaîne de multiplication par 81 du pilote émission;
3° le système de mesure de phase.

Le second de ces circuits étant situé dans l'armoire émission, la liaison doit se faire à basse impédance. On utilise du coaxial 50 Ω. On emploie d'ailleurs le même mode de couplage avec le système de comparaison de phase. Un quartz fonctionne dans des conditions de stabilité d'autant meilleures qu'on lui demande moins de puissance. Cet étage séparateur permet donc de fournir la puissance nécessaire à chacune des trois chaînes sans altérer le bon fonctionnement du quartz.

IV-13 **L'étage quintupleur :** 5,753-28,76 MHz.

L'harmonique recherché est impair. On utilise donc un montage symétrique. L'étage est constitué de deux pentodes 6AU6. Il est entièrement blindé et couplé aux étages voisins par ligne à basse impédance.

Calcul de l'angle d'ouverture.

Tension HF sur la grille : 27 V efficaces, soit 38,2 V crête.

Cut off mesuré avec $V_{P_0} = 300$ V et $V_{g_0} = 200$ V → — 6 V.

Polarisation fixe : — 39 V → $\cos \theta_0 = 0{,}865$, soit : $2\,\theta_0 = 60^o$.

D'après la courbe n° 5 du réseau *figure* III-7, avec un tel angle d'ouverture, on obtient pratiquement le niveau maximal d'harmonique 5,

$$\underline{U\ (28{,}76\ MHz) = 12{,}5\ V_{eff}}.$$

IV-14 **Étage quadrupleur :** 28,76-115 MHz [voir schéma général (*fig.* IV-7)].

Couplé au précédent par ligne à basse impédance, cet étage est entièrement dissymétrique. Il est constitué par un tube 6AU6 et fonctionne également avec circuit accordé dans la grille et dans la plaque.

Calcul de l'angle d'ouverture.

$U_{eff} = 25$ V, soit 35,3 V crête sur la grille.

Polarisation fixe : — 34 V. Tension de cut off : — 6 V.

$$\cos \theta_0 = \frac{34 - 6}{35{,}3} = 0{,}795 \rightarrow \theta_0 = 37{,}5^o, \qquad 2\,\theta_0 = 75^o.$$

Cette valeur donne un niveau très voisin de celui obtenu avec l'angle optimal (65°).

On obtient : $\underline{U(115\ MHz) = 5\ V_{eff}}$.

IV-15 **Étage amplificateur** 115 MHz.

Le niveau obtenu à 115 MHz est insuffisant pour exciter un étage doubleur de fréquence à 230 MHz. Aussi il est indispensable, en ce point de la chaîne, d'introduire un étage amplificateur.

Cet amplificateur sera réalisé en classe C avec circuits de plaque et de grille accordés. Les couplages sont toujours réalisés à basse impédance. De plus, les circuits plaque et grille étant sur la même fréquence, on réalise un blindage efficace entre ces circuits afin d'éliminer tout risque d'accrochage.

Tension sur la grille : 5,5 V_{eff}, soit 7,8 $V_{crête}$.

Tension de cut off : — 12 V. Polarisation fixe : — 15 V.

$$\cos \theta_0 = \frac{15 - 12}{7{,}8} \quad \text{soit} \quad 2\,\theta_0 = 135^o.$$

Le tube fonctionne donc avec un angle d'ouverture le plaçant un peu au-dessous de la classe B, ce qui a l'avantage de bloquer le tube pour toute disparition de l'excitation, ainsi que tout le reste de la chaîne.

$$\underline{U\ (115\ MHz) = 13{,}5\ V_{eff}}.$$

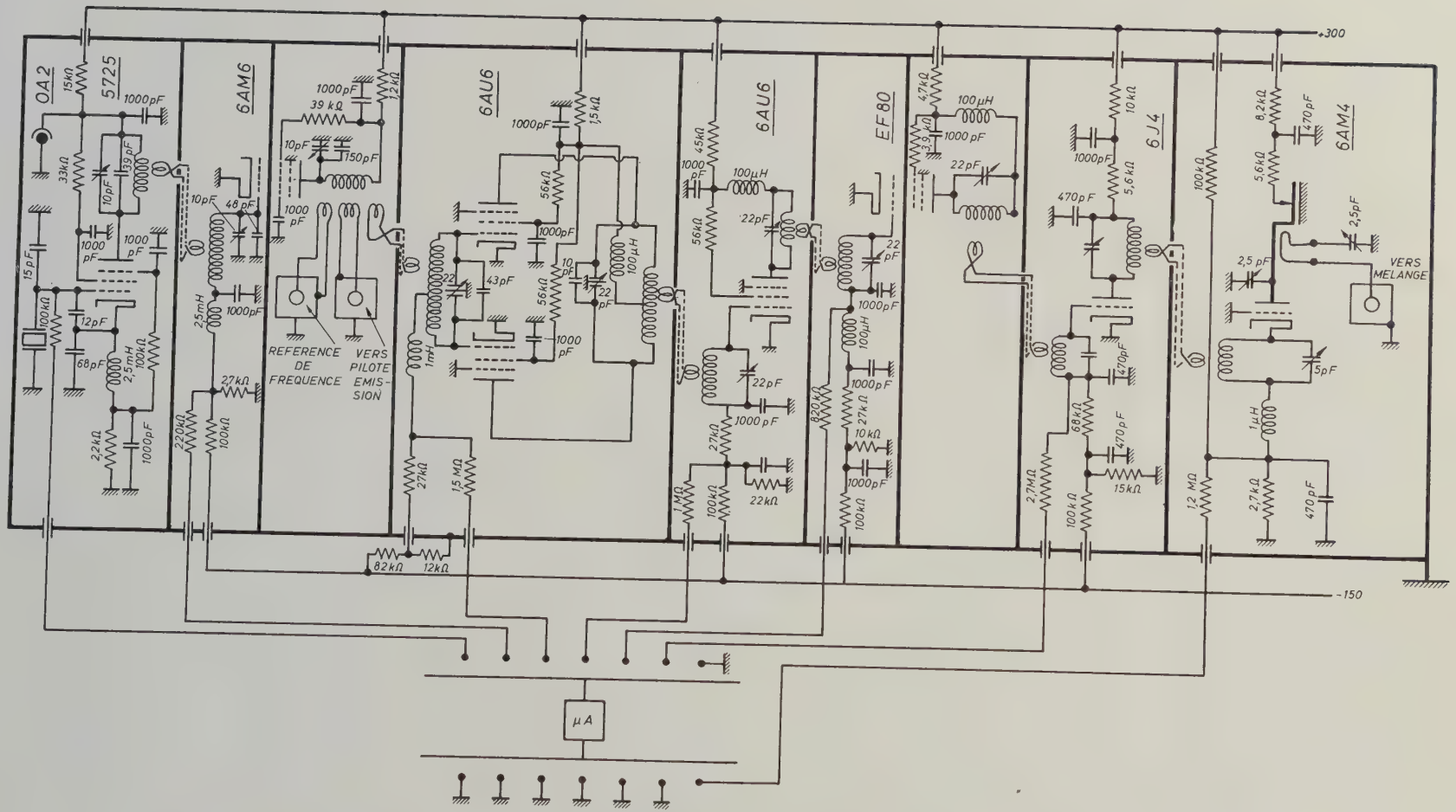


Fig. IV-3. – Oscillateur local.

IV-16 **Étage doubleur :** 115-230 MHz.

A partir de cette fréquence, il devient nécessaire d'utiliser des triodes. Cet étage est réalisé avec un tube 6J4.

Tension HF sur la grille : 35 V_{eff}, soit 50 $V_{crête}$.

Polarisation fixe : — 35 V. Cut off : — 6 V.

$$\cos \theta_0 = 0{,}58 \quad \text{soit} \quad 2\,\theta_0 = 110^\circ,$$

angle d'ouverture voisin de l'optimum.

$$\underline{U\ (230\ MHz) = 37\ V_{eff}}.$$

IV-17 **Étage doubleur :** 230-460 MHz.

Cet étage est constitué d'une triode HF 6AM4 montée grille à la masse.

Polarisation fixe : — 22 V. Cut off : — 6 V. Niveau HF : 25,5 $V_{crête}$, d'où : $\cos \theta_0 = 0{,}57$ et $2\,\theta_0 = 102^\circ$, valeur acceptable.

Le circuit de plaque est constitué par une ligne accordée par la capacité de sortie du tube de 0,16 pF et par une ajustable de 2,5 pF.

Capacité ramenée : 2 pF environ.

Réactance du CO : $L\,\omega = \dfrac{1}{C\,\omega} = 170\ \Omega$.

Une boucle de couplage basse impédance accordée par capacité série permet la transmission de l'oscillateur local au mélangeur par coaxial 50 Ω.

IV-2 L'ÉTAGE HAUTE FRÉQUENCE

L'étage haute fréquence est constitué par une triode phare, du type EC157, montée cathode à la masse.

Le *couplage à l'antenne* est réalisé suivant le schéma équivalent (*fig.* IV-3 *bis*).

La transformation d'impédance est obtenue grâce à l'autotransformateur n_1, n_2.

L'adaptation correcte est donnée en première approximation par :

$$\frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}.$$

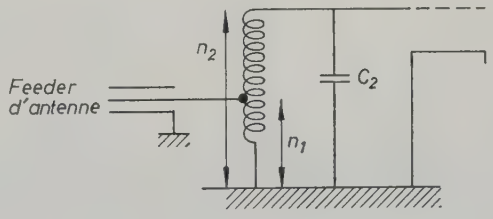


Fig. IV-3 *bis*.

Dans ce cas, l'enroulement du transformateur sert également de self inductance du résonateur secondaire accordé par la capacité C_2, la résistance R_2 de la formule étant constituée par la résistance d'antirésonance du bouchon en parallèle sur la résistance d'entrée du tube.

Bien entendu, ce calcul n'est qu'approché, puisqu'il suppose l'absence de fuites; aussi est-il toujours nécessaire de prévoir une retouche expérimentale.

Réalisation pratique.

On travaille à 466 MHz ($\lambda = 64{,}5$ cm). Aussi cet autotransformateur est remplacé par une cavité coaxiale de longueur voisine de $\frac{\lambda}{4}$ avec prise de sortie à l'extrémité et prise intermédiaire en un point convenable pour adapter le feeder d'antenne.

La cavité utilisée est une cavité réalisée par Thomson pour le tube EC157 et destinée à la bande de fréquence 400-500 MHz.

Le gain d'un tel étage a été mesuré égal à 6.

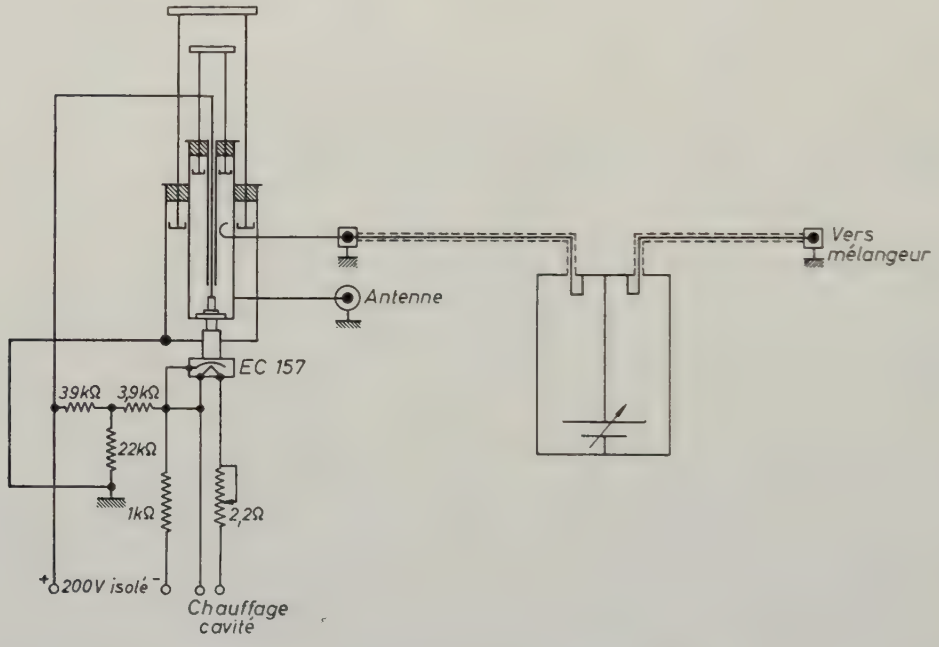


Fig. IV-4. — Schéma général de l'étage haute fréquence.

Sensibilité.

Le signal minimal lisible est de 2 µV et il faut 5 µV pour obtenir un signal réellement exploitable. On s'est imposé un niveau de 100 µV, ce qui permettra d'obtenir un signal absolument dénué de bruit.

Protection contre la fréquence image.

Elle est améliorée par un filtre de bande inséré entre l'étage HF et le mélangeur.

On a obtenu une protection de 15 dB.

IV-3 L'ÉTAGE MÉLANGEUR

Le changement de fréquence transforme le signal reçu de fréquence nf_0 en un signal de fréquence f_0 par soustraction de la fréquence de l'oscillateur local à la fréquence $(n - 1) f_0$.

Ce changement de fréquence s'effectue à l'aide d'un cristal 1N21E monté dans une cavité mélangeuse. C'est le passage des deux signaux nf_0 et $(n - 1) f_0$ dans ce système non linéaire qui va faire apparaître la différence de fréquence, soit f_0.

En effet, la fonction caractéristique $i = f(v)$ du cristal n'étant pas linéaire, son développement en série de Fourier contient notamment un terme en v^2; or, si v est de la forme

$$v = V \cos nf_0 t + V' \cos (n - 1) f_0 t$$
$$\rightarrow v^2 = V^2 \cos^2 nf_0 t + V'^2 \cos^2 (n - 1) f_0 t + 2 VV' \cos nf_0 t \cos (n - 1) f_0 t.$$

Le dernier terme peut s'écrire : $VV' [\cos (2n - 1) f_0 t + \cos f_0 t]$.

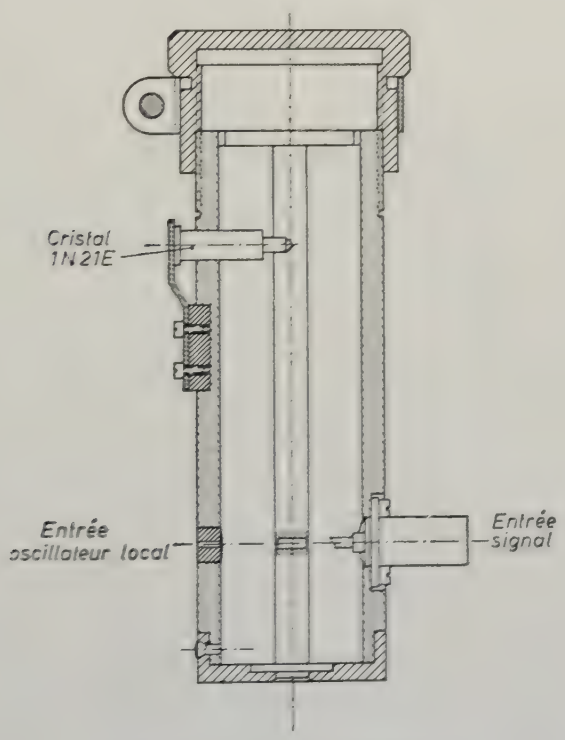


Fig. IV-5. — Cavité mélangeuse.

Il apparaît donc effectivement la fréquence f_0 qu'il suffit de filtrer grâce à l'amplificateur MF par exemple.

La *figure* IV-5 indique le schéma de la cavité mélangeuse.

IV-4 L'AMPLIFICATEUR MOYENNE FRÉQUENCE

La fréquence centrale F_0 de cet amplificateur MF est de 5,75 MHz et on a besoin d'une bande passante très importante, puisque d'après la formule utilisée au paragraphe III-26 avec une bande passante de 2,2 MHz il sera déjà impossible de passer des temps de montée supérieurs à 0,3 μs.

Seule la technique des *amplificateurs moyenne fréquence à circuits décalés* va permettre d'obtenir un résultat valable.

Le problème général à résoudre est le suivant :

« Obtenir pour l'amplificateur un gain donné et choisir les différents paramètres dont on dispose de manière à ce que la courbe de réponse de cet amplificateur satisfasse les conditions de bande passante. »

IV-41 Étude théorique.

FORME MATHÉMATIQUE DE LA COURBE DE RÉPONSE CHERCHÉE.

La méthode de calcul est celle exposée par M. LIBOIS [7] dans son article (*Onde électrique*, mars 1949).

Soit un amplificateur à pentodes à p étages, ces pentodes étant considérées comme parfaites (résistance interne infinie, capacité grille-plaque nulle). Cette hypothèse sera valable, la fréquence f_0 étant relativement faible et les surtensions des circuits peu importantes, étant donnée la grande bande passante nécessaire. Dans ce cas, l'amplification s'écrit :

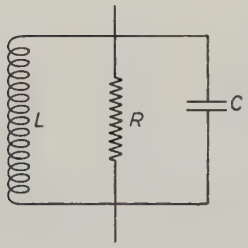


Fig. IV-5 *bis.*

$$A = S|Z|.$$

Or, $f_0 = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ est la fréquence d'accord du circuit et $Q_0 = \dfrac{R}{L\omega_0}$ sa surtension effective, d'où :

$$\boxed{Z = \frac{R}{1 + jQ\left[\dfrac{f}{f_0} - \dfrac{f_0}{f}\right]}}.$$

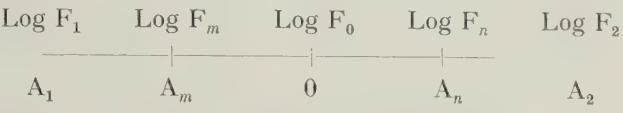
L'amplification s'écrit alors :

$$\boxed{A = \frac{SR}{\sqrt{1 + Q^2\left(\dfrac{f}{f_0} - \dfrac{f_0}{f}\right)^2}}}.$$

On peut déjà remarquer que A est identique pour deux valeurs de f symétriques géométriquement par rapport à f_0.

Pour p étages l'amplification est $A = \prod_1^p A_n$.

Soient f_1 et f_2 les fréquences limitant la bande passante à 3 dB et telles que $f_0^2 = f_1 f_2$. On envisage alors un ensemble de n circuits groupés en symétrie géométrique par rapport à f_0, les deux circuits d'une même paire ayant même surtension.



Le coefficient de sélectivité du $n^{\text{ième}}$ circuit s'écrit :

$$\sigma_n = \sqrt{1 + Q_n^2 x_n^2}$$

avec

$$x_n = \frac{f}{f_{0_n}} - \frac{f_{0_n}}{f}.$$

Pour l'ensemble de p circuits le coefficient de sélectivité sera $\sigma_T = \prod_1^p \sigma_n$.

Pour une paire de circuits σ_{mn}^2 est un polynôme de degré 4 en x ce qui permet d'affirmer que σ_T^2 sera un polynôme en x de degré $2p$.

Pour obtenir les paramètres de p circuits, il suffit alors d'identifier σ_T à un polynôme $Q(x)$ de même degré et qui répond aux données : affaiblissement de 3 dB pour $F = F_1$ et $F = F_2$ et courbe plate entre ces deux limites extrêmes (*fig.* IV-6).

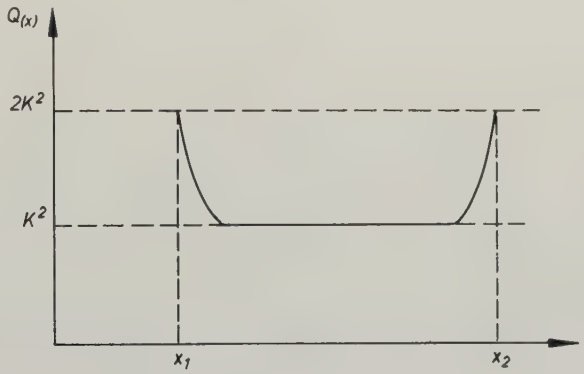


Fig. IV-6.

Le polynôme $Q(x)$ a une expression simple :

$$\boxed{Q(x) = K^2\left[1 + \left(\frac{x}{x_L}\right)^{2p}\right]}.$$

$|x_L|$: valeur de x pour $f = f_1$ ou $f = f_2$.

$$x_L| = |x_1| = |x_2| = \frac{|x_1| + |x_2|}{2} = \frac{f_1 - f_2}{F_0}, \qquad \underline{x_L = \frac{B}{F_0}},$$

B est la bande passante à 3 dB et K un coefficient d'identification qui représente la perte de gain due au désaccord relatif des circuits. En effet, à la fréquence f_0 l'amplification a pour valeur $A_{(F_0)} = \dfrac{\prod_1^p S_n R_n}{K}$.

$\prod_1^p S_n R_n$ représente l'amplification que l'on aurait si tous les circuits étaient accordés sur F_0.

Il est à remarquer que la courbe d'affaiblissement sera d'autant plus rectangulaire que le nombre des circuits sera plus grand.

Calcul des paramètres du circuit.

Le nombre p des circuits étant donné, on doit pour chacun des circuits composants déterminer Q_n et F_{0_n}. Pour cela, il faut identifier les racines complexes des équations :

$$\begin{cases} \sigma_T^2 = P(x) = 0, \\ Q(x) = 0. \end{cases}$$

Tous calculs faits,

$$\boxed{\begin{aligned} \left(\frac{f_{0_n}}{f_0} + \frac{f_0}{f_{0_n}}\right) \times \frac{1}{2\,Q_n} &= \frac{B}{f_0} \sin (2n-1)\frac{\pi}{2p} \\ \left|\frac{f_{0_n}}{f_0} - \frac{f_0}{f_{0_n}}\right| \times \sqrt{1 - \left(\frac{1}{2\,Q_n}\right)} &= \frac{B}{f_0} \cos (2n-1)\frac{\pi}{2p} \end{aligned}}.$$

Ces formules peuvent se simplifier dans le cas usuel où $B < 0{,}4\, f_0$; on obtient alors :

$$\boxed{\begin{aligned} \frac{1}{Q_n} &= \frac{B}{f_0} \sin (2n-1)\frac{\pi}{2p} \\ \Delta f_{0_n} &= 0{,}5\, B \cos (2n-1)\frac{\pi}{2p} \end{aligned}}.$$

Gain et bande passante.

Le gain global à la fréquence centrale se met sous la forme :

$$G_0 = \prod_1^p \frac{S_n R_n Q}{Q_n} \qquad \text{avec} \qquad \begin{cases} Q = \dfrac{f_0}{B} \\ Q_n = R_n C_n \omega_{0_n}, \end{cases}$$

$$G_0 = \prod_1^p \frac{S_n R_n Q}{R_n C_n \omega_{0_n}} = \prod_1^p \frac{S_n Q}{C_n \omega_{0_n}}.$$

Remarque. — Si la capacité parasite est utilisée comme capacité d'accord, et si on admet que chaque étage a même coefficient de mérite $\dfrac{S}{2\pi C}$, on pourra écrire que

$$G_0 = \left[\frac{S}{2\pi C}\,\frac{Q}{f_0}\right]^p.$$

Si on appelle G_m le gain moyen par étage, on arrive à :

$$\boxed{G_m \times B = \frac{S}{2\pi C}}.$$

IV-42 **Réalisation pratique de l'amplificateur moyenne fréquence.**

On désire que la courbe de réponse en fréquence de l'amplificateur soit plate dans une bande d'au moins 2,2 MHz autour de la fréquence centrale $f_0 = 5{,}75$ MHz. On prend d'ailleurs la bande maximale compatible avec les formules simplifiées, ce qui suppose $\sqrt{1-\left(\frac{1}{2\,Q_n}\right)^2} \simeq 1$.

A la limite on aura donc :

$$B = f_2 - f_1 = 0{,}4\, f_0 = 2{,}3 \text{ MHz}.$$

Comme la fréquence de travail est relativement basse, la réaction grille-plaque sera négligeable et l'étude théorique précédente faite en supposant $C_{gp} = 0$ sera rigoureuse.

Détermination du nombre d'étages.

On veut obtenir à la sortie de cet amplificateur un niveau de quelques volts, alors qu'à la sortie du mélangeur on recueille quelques dizaines de microvolts. *On demandera* un gain minimal de 100 000.

Le premier étage sera un étage cascode afin de limiter encore le bruit et de profiter à ce point de vue des avantages du type d'étage haute fréquence et de mélangeur adoptés.

On peut escompter un gain de 10 environ par étage et de 30 pour le cascode. *On adoptera donc un amplificateur à cinq étages avec un réglage de gain* par variation de la polarisation grille; ce qui sera possible, les tubes utilisés étant à pente variable.

Calcul des paramètres des circuits (*application des formules approchées*).

$$\left.\begin{aligned} F_0 &= 5{,}753 \text{ MHz} \\ F_2 - F_1 &= 2{,}3 \quad \text{MHz} \\ F_1 F_2 &= F_0^2 \end{aligned}\right\} \quad \begin{aligned} \frac{1}{Q_n} &= 0{,}4 \quad \sin (2n-1)\frac{\pi}{10}, \\ \Delta f_{0_n} &= 1{,}15 \cos (2n-1)\frac{\pi}{10}. \end{aligned}$$

Les résultats sont résumés par le tableau suivant :

CIRCUIT N°	1	2	3	4	5
Q	8,1	3,09	2,5	3,09	8,1
F	4,658	5,078	5,753	6,428	6,848

IV-43 **Étude des différents étages.**

a) L'étage cascode.

Il est constitué par un tube ECC189. Cette double triode à pente réglable a été étudiée pour des applications exigeant un faible niveau de souffle et un gain HF important. Le *gain d'un amplificateur type cascode est presque égal à celui d'un amplificateur à pentode, mais son chiffre de bruit est beaucoup plus réduit.*

Deux triodes sont utilisées dans ce montage : la première fonctionne en amplificatrice neutralisée « cathode à la terre » et commande la seconde triode qui fonctionne en amplificatrice « grille à la terre ». On obtient ainsi une réaction aussi faible que possible entre grille d'entrée et plaque de sortie.

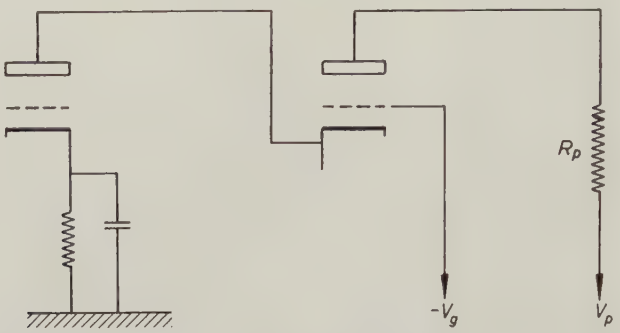


Fig. IV-7.

Si on considère le schéma de principe du cascode (*fig.* IV-7), on obtient immédiatement :

$$G = \frac{\mu R_p}{r + \frac{R_p + r}{\mu + 1}}.$$

Réalisation pratique.

Le circuit d'entrée est constitué comme l'indique la *figure* IV-8 de manière à réaliser une adaptation d'impédance entre la sortie du mélangeur et la grille du premier tube.

Cet étage constitue le premier étage MF et les circuits sont accordés sur 4,66 MHz. Le circuit grille est très amorti et sa bande passante est au moins égale à celle de la MF, aussi la surtension de cet étage correspond à celle du circuit plaque du second tube. Ce circuit est accordé sur la capacité de sortie de la seconde triode de l'ECC 189 à laquelle il faut ajouter une capacité fixe de 15 pF, la capacité du coaxial raccordant cet étage au reste de l'amplificateur MF (25 pF environ) et la capacité d'entrée du second étage, soit au total 55 pF environ, d'où $L = 21\ \mu H$.

La surtension de ce circuit est de 8,1, d'où une charge de plaque $R = QL\omega$

$$R = 4{,}9\ k\Omega.$$

Le gain théorique (sans tenir compte des capacités parasites) est de 50 d'après la formule précédente. En réalité, il ne faudra pas escompter un gain supérieur à 30 malgré la présence du circuit correcteur permettant un meilleur transfert de puissance de la plaque de l'étage cathode à la masse à la cathode du suivant.

Gain réel : 30.

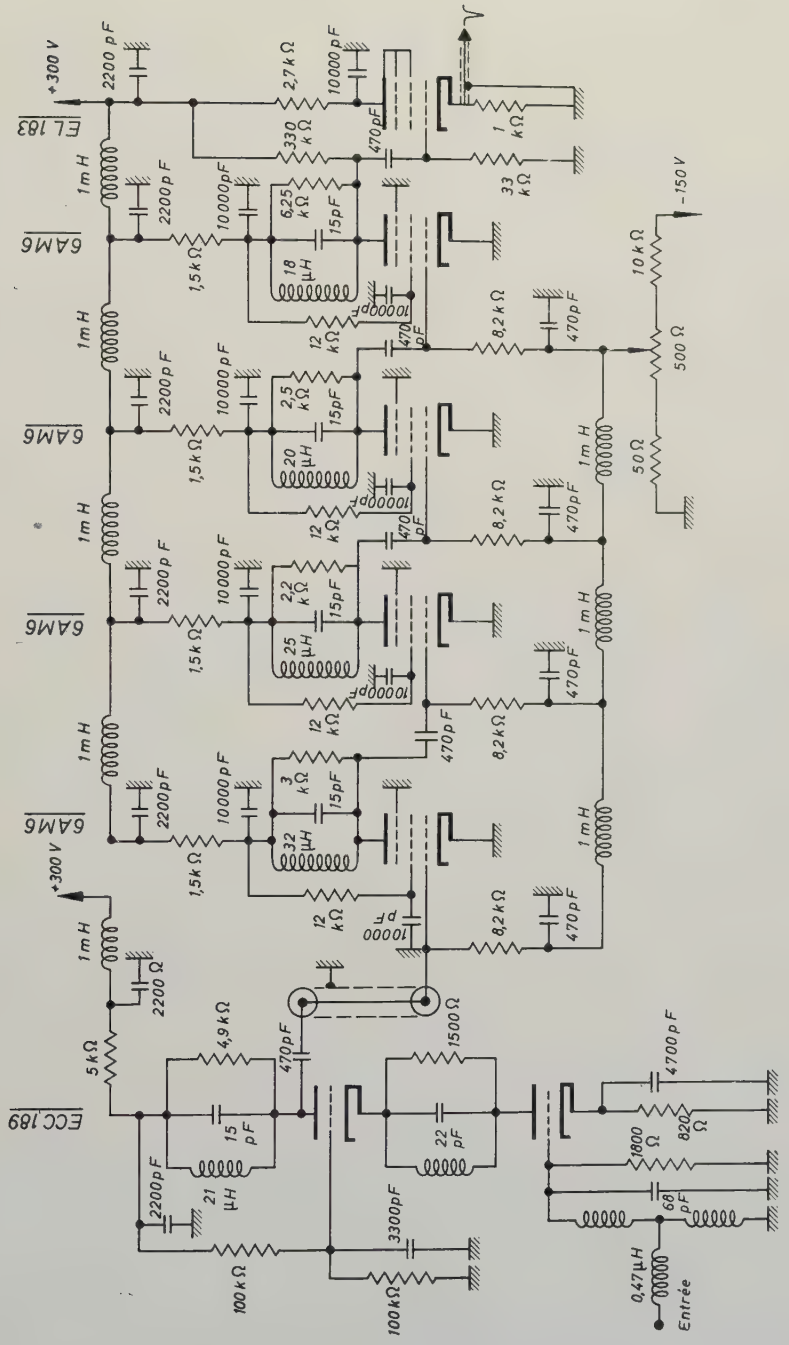


Fig. IV-8. — Moyenne fréquence.

b) Les autres étages.

Ils sont constitués par des pentodes 6AM6. Les circuits sont accordés par une capacité fixe en parallèle sur les capacités d'entrée et de sortie des tubes, soit 15 pF environ pour une 6AM6.

Les caractéristiques des CO de plaque sont indiquées dans le tableau suivant :

	ACCORD			AMORTISSEMENT		GAIN POUR $V_{g_0} = -4$ V
	FRÉQUENCE	CAPACITÉ	SELF	Q	R	
Cascode →	4,658	55 pF	21 µH	8,1	4,9 kΩ	30
	5,078	30 pF	32 µH	3,09	3 kΩ	12
	5,753	30 pF	25 µH	2,5	2,2 kΩ	9
	6,428	30 pF	20 µH	3,09	2,5 kΩ	9
	6,848	30 pF	18 µH	8,1	6,25 kΩ	20

Gain moyen : 600 000

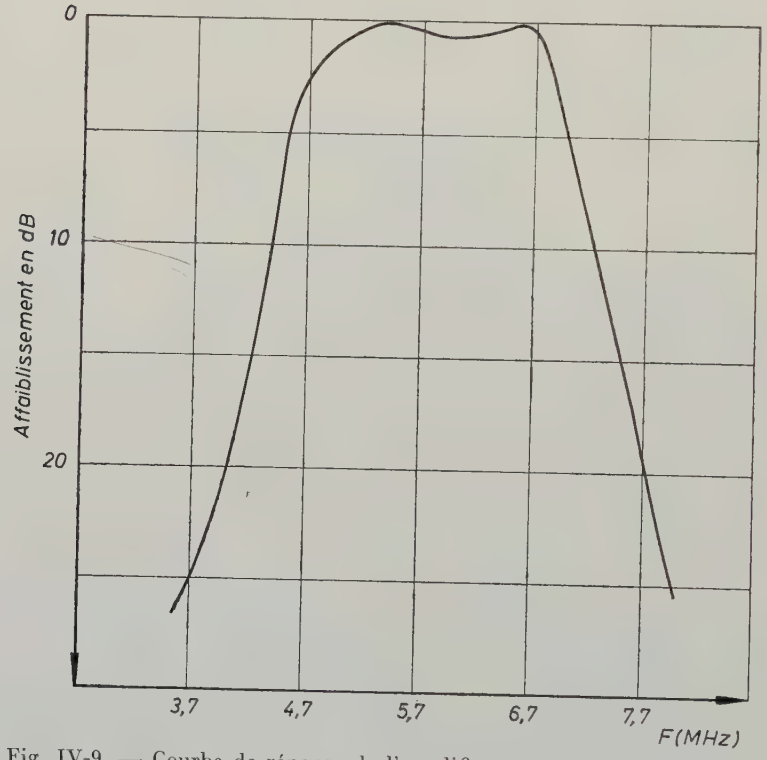


Fig. IV-9. — Courbe de réponse de l'amplificateur moyenne fréquence.

La courbe de réponse est tracée *figure* IV-9. *On obtient effectivement une bande passante de* 2,3 MHz *à* 3 dB. *Les ondulations dans la bande sont de l'ordre de* 1,5 dB.

Chapitre V

LA MESURE DU DÉPHASAGE

Le principe a été étudié au chapitre premier. La difficulté de cette mesure réside dans le fait qu'il faut obtenir des impulsions très brèves devant la période 17,4 ns correspondant à 5,75 MHz et de niveau suffisant pour allumer le spot d'un oscilloscope.

V-1 L'AMPLIFICATEUR VIDÉO

Pour allumer le spot d'un oscilloscope, il faut fournir des impulsions de 40 V environ. Or, le circuit utilisé pour la formation de ces impulsions nécessite une tension d'attaque de 100 V. Il est donc nécessaire de réaliser un amplificateur large bande capable d'amplifier des impulsions (à 5,75 MHz) dont le flanc de montée est de 0,2 à 0,3 µs. Il faut que la bande passante de cet amplificateur soit au moins égale à la bande passante de l'amplificateur MF, soit 2,3 MHz. La fréquence maximale à passer sera donc 7 MHz.

A la sortie de l'amplificateur MF, les signaux ont une amplitude de 1 à 2 V, d'où les caractéristiques de l'amplificateur :

— bande passante ..... 3-7 MHz;
— gain 100;
— tension de sortie ..... 100 V.

Si l'on ne veut pas utiliser un trop grand nombre d'étages, il faut des charges de plaque relativement importantes; or, on s'efforce d'élever le plus possible la fréquence critique :

$$F_c = \frac{1}{2\pi RC}.$$

R : résistance de charge.

C : capacité de sortie + capacité d'entrée du tube suivant.

Le gain de l'étage s'écrit :

$$sR = \frac{s}{2\pi CF_c} \qquad \boxed{G.F_c = \frac{1}{2\pi}\frac{s}{C}}.$$

Le second membre représente le facteur de qualité du tube. Plus ce facteur sera élevé plus la fréquence de coupure sera grande pour un gain déterminé.

Cette remarque faite, *on a choisi pour les deux premiers étages des tubes* PTT217, pentode à grande pente et à faible capacité de sortie. Ses caractéristiques sont les suivantes :

pente S = 16 mA/V, capacité d'entrée (à chaud) C_e = 12,1 pF,
C_{g_1} = 8,25 pF, capacité de sortie $C_a = C_s$ = 2 pF.

Pour tenir compte des capacités de câblage, on prend C = 16 pF.

Or, même en utilisant un tel tube, on obtiendra avec une charge de plaque de 2 kΩ une fréquence critique relativement basse

$$\Omega_c = \frac{1}{2.10^3.16.10^{-12}} \rightarrow F_c = 4{,}8 \text{ MHz}$$

pour un gain de 30 environ.

On est donc amené à réaliser les compensations habituelles des amplificateurs vidéo, les valeurs de F_c obtenues étant dans la bande passante.

Rappel sur la compensation série.

Le principe d'une telle compensation est donnée *figure* V-1 *a*. Le schéma équivalent est celui de la *figure* V-1 *b* où l'on a supposé C_1 suffisamment grand pour être négligeable ainsi que la résistance d'entrée R_g.

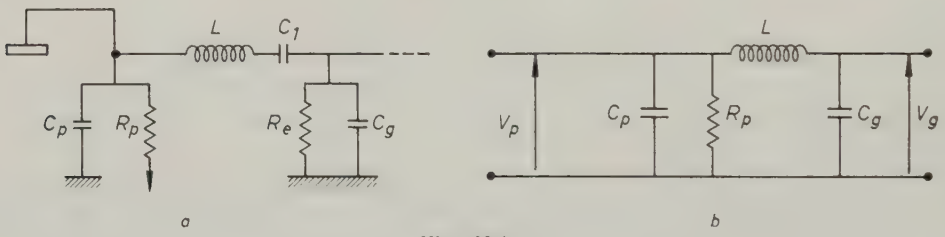


Fig. V-1.

On définit les paramètres :

$$\Omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_g}} \qquad k' = \frac{\Omega_0}{\Omega_c},$$
$$m = \frac{C_p}{C_p + C_g}.$$

On démontre alors (Fagot : *Cours de l'E.S.E.*) que le rapport :

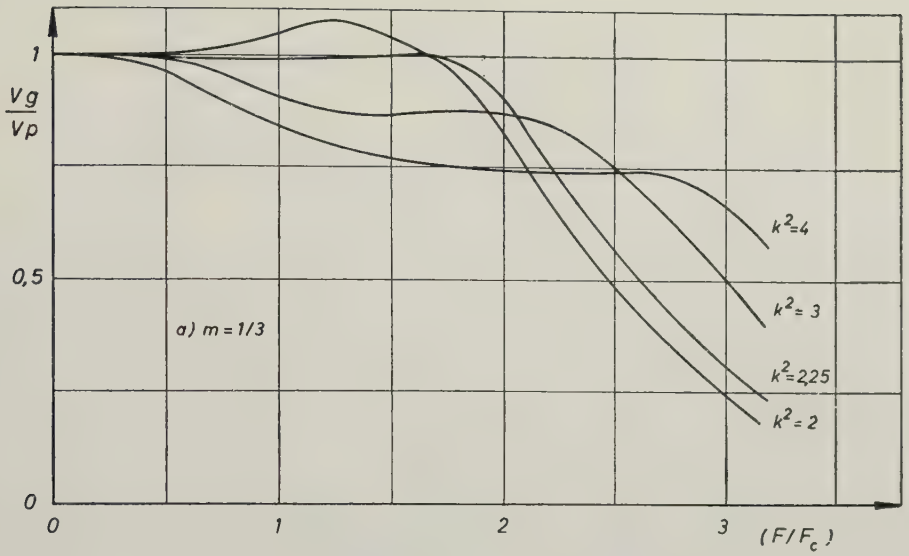
$$\frac{V_p \text{ (sans capacités parasites)}}{V_g} = \left[1 - \frac{1}{k'^2}\frac{F^2}{F_c^2}\right] - j\left[\frac{F}{F_c} - \frac{m}{k'^2}\frac{F^3}{F_c^3}\right].$$

On a tracé deux réseaux de courbes donnant le rapport des amplitudes en fonction de $\frac{F}{F_c}$ à $k' = C^{te}$ pour deux valeurs différentes de m :

a) $m = \frac{1}{3}$ ($C_g = 2\,C_p$: cas usuel);

b) $m = \frac{1}{5}$ ($C_g = 4\,C_p$: cas du tube PTT217).

Ces courbes sont reproduites *figure* V-2.


1
Vg/Vp
0,5
0
a) m = 1/3
k²=4
k²= 3
k²=2,25
k²= 2
0
1
2
3
(F/Fc)

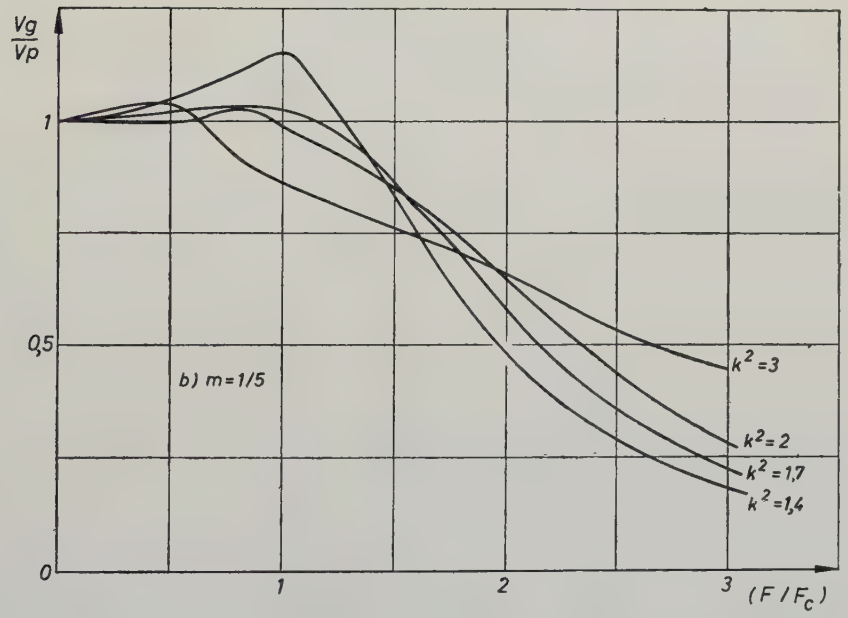

Vg/Vp
1
0,5
0
b) m=1/5
k²=3
k²=2
k²=1,7
k²=1,4
1
2
3
(F/Fc)

Fig. V-2 *a* et *b*.

Calcul de la compensation du premier étage.

Cet étage est constitué par un tube PTT217 avec une charge de plaque $R_p = 2{,}2\ k\Omega$. Avec $C = C_p + C_g = 16\ pF$, on obtient une fréquence de coupure ($\Omega_c = 28{,}5.10^6$) de $F_c = 4{,}5$ MHz. En posant $k'^2 = 2$, l'étage est compensé jusqu'à une fréquence de $1{,}8\ F_c$ (*fig.* V-2), soit 8 MHz.

La self de correction est définie par :

$$L = \frac{1}{C_g\,\Omega_0^2} \quad \text{avec} \quad \Omega_0 = k'\Omega_c = 40{,}4.10^6 \quad \text{d'où} \quad \boxed{L = 51{,}4\ \mu H}.$$

Calcul de la compensation du second étage.

On utilise également un tube PTT217, mais une charge de plaque de $3{,}3\ k\Omega$. La résistance de cathode n'est pas découplée, ce qui permet d'admettre une amplitude de $26\ V_{crête}$ sur la grille.

Le gain est voisin de $\frac{R_p}{R_K}$ soit $\frac{3{,}3}{0{,}8} \simeq 4$. Il est encore réduit du fait que l'écran n'est pas découplé.

La fréquence de coupure est $F_c = 3$ MHz.

Si cet étage ne comptait aucune contre-réaction, il serait impossible de le compenser correctement pour une fréquence supérieure à $3 \times 1{,}9 = 5{,}7$ MHz en prenant $k'^2 = 2$. En réalité, la très forte contre-réaction introduite dans la cathode est très suffisante pour passer sans déformation les impulsions appliquées.

On peut donc réaliser la meilleure correction possible, soit :

$$\Omega_0 = 1{,}4\ \Omega_c = 26{,}6.10^6.$$

La capacité d'entrée du tube suivant EL183 est voisine de celle de la PTT217 (13 pF) d'où $L = 110\ \mu H$.

Compensation du troisième étage.

La tension alternative appliquée sur la grille peut atteindre 80 V crête-crête, aussi cet étage comportera également une très forte contre-réaction de courant.

La capacité déterminant la fréquence critique sera de 16 pF ($C_a = 5{,}4$ pF pour EL183 et $C_e = 10{,}5$ pF pour 5763). La charge de plaque est de $3{,}3\ k\Omega$ également, ce qui entraîne une fréquence critique $F_c = 3$ MHz.

Pour cet étage, $C_e = 2\,C_s$ d'où $m = \frac{1}{3}$. On utilise le réseau de courbes (*fig.* V-2 *a*). Celui-ci montre que l'on peut obtenir une courbe de réponse plate dans la gamme de 4 à 7 MHz en utilisant $k'^2 = 4$. Ces mêmes courbes montrent que l'on aura dans cette gamme un affaiblissement constant, puisque $V_g = 0{,}75\ V_p$.

En effet, la compensation jusqu'à $2{,}8\ F_c$, soit plus de 8 MHz, est $\Omega_0 = k'\Omega_c$

$$L = \frac{1}{C_g\,\Omega_0^2} = 66\ \mu H.$$

Ces conditions rigoureusement réalisées ont donné satisfaction et *une bande passante de* 8 MHz *a été obtenue.*

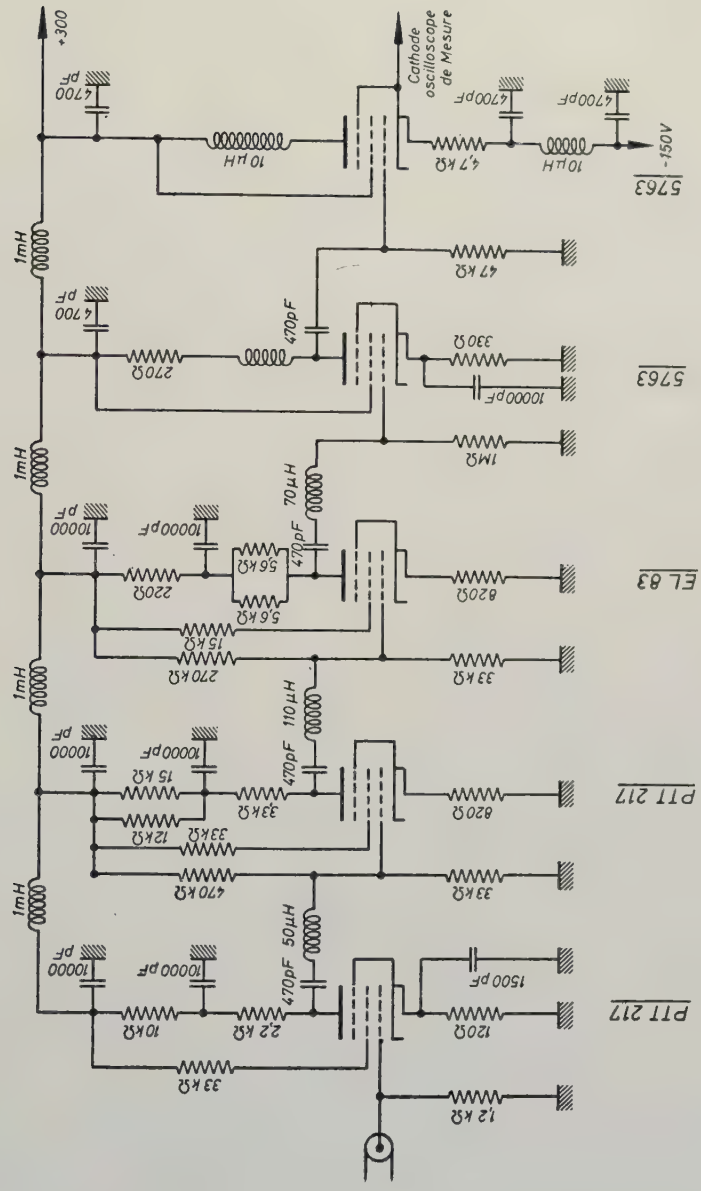


Fig. V-3. — Ampli vidéo. Formation des impulsions.

Gain de l'amplificateur vidéo.

Premier étage.

C'est le gain d'une pentode avec écran non découplé il s'écrit

$$G = s'R_p \quad \text{où} \quad s' = s - \frac{\mu_e s_e}{1 + \frac{\rho_e}{R_e}}.$$

s_e est la pente définie par $I_p = s_e V_{g_2}$.
μ_e et ρ_e sont les paramètres de la triode (K, G_1, G_2).
Pour une PTT217 :

$$\left.\begin{array}{l}\mu_e = 60 \\ s_e = 0{,}2 \text{ mA/V} \\ \rho_e = 30 \text{ k}\Omega \\ R_p = 2{,}2 \text{ k}\Omega\end{array}\right\} \quad s' = 10 \text{ mA/V}, \quad \boxed{G = 20}.$$

Deuxième étage.

La contre-réaction limite le gain à :

$$G = \frac{s'R_p}{1 + s'R_k} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad \boxed{G = 3{,}5}.$$

Troisième étage.

$$\left.\begin{array}{l}R_p = 2{,}8 \text{ k}\Omega \\ R_k = 0{,}8 \text{ k}\Omega\end{array}\right\} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad \boxed{G = 3}.$$

Au total on obtient un gain de 210. Un affaiblissement de 2 dB par étage a toutefois été toléré (*fig.* V-2) après correction; aussi le gain réel obtenu ne dépassera pas la moitié du gain maximal :

$$\boxed{G_{\text{réel}} = 100}.$$

V-2 LE CIRCUIT DE FORMATION DES IMPULSIONS

Il est constitué par un tube 5763 conduisant en permanence et dont la charge de plaque se réduit à une self accordée par les capacités parasites. L'application sur la grille de trains d'ondes sinusoïdales de forte amplitude (100 V) soumet le tube à une série de blocages et de déblocages, et l'on a excitation par choc du circuit oscillant de plaque. En amortissant correctement ce circuit, on obtient sur la plaque une impulsion négative d'amplitude suffisante pour moduler par la cathode la brillance de l'oscillographe de mesure.

La *figure* V-4 indique les schémas équivalents de circuit dans les deux états bloqués et débloqués.

On étudie la tension aux bornes de la capacité C lorsque l'on bloque brusquement le tube, c'est-à-dire lorsque la résistance interne R_i de ce dernier devient subitement infinie.

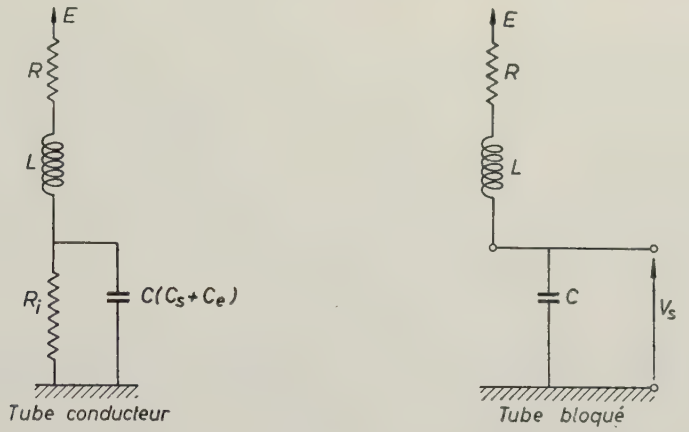


Fig. V-4.

Les conditions initiales sont caractérisées par :

$$\begin{cases} V_0 = \dfrac{R_i}{R + R_i} E, \\ \text{aux bornes de C,} \\ i_0 = 0 \text{ dans C,} \end{cases} \qquad \begin{cases} i_0 = \dfrac{E}{R + R_i}, \\ \text{dans L et R.} \\ v_0 = 0 \text{ aux bornes de L.} \end{cases}$$

L'équation différentielle de la charge de C s'écrit :

$$E = L \frac{d^2q}{dt^2} + R \frac{dq}{dt} + \frac{q}{C}.$$

On peut dès maintenant définir la manière dont sera atteint le nouvel équilibre.

$q = CV$, donc :

$$\frac{E}{LC} = \frac{d^2V}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{dV}{dt} + \frac{v}{LC},$$

équation différentielle de la tension aux bornes de la capacité.

On pose :

$$\begin{cases} \lambda = \dfrac{R}{2L}, & \text{constante d'amortissement;} \\ \omega_0^2 = \dfrac{1}{LC}, & \text{fréquence propre.} \end{cases}$$

Dans le cas présent :

$$L = 1\ \mu H,$$
$$R = 270\ \Omega,$$
$$C = 15.10^{-12}\ F,$$

d'où :

$$\boxed{\begin{array}{l} \lambda = 1{,}35.10^8 \\ \omega_0 = 2{,}58.10^8 \end{array}}.$$

$\lambda^2 < \omega_0^2$, la réponse sera donc oscillatoire amortie. La solution de l'équation sans second membre sera de la forme :

$$v = A \cos (\omega t - \Phi)$$

avec :

$$\omega^2 = \omega_0^2 - \lambda^2 \rightarrow \omega = 2{,}2.10^8 \quad \text{soit} \quad f = 35 \text{ MHz}.$$

On peut caractériser l'amortissement par le décrément logarithmique :

$$\Delta = \lambda T, \qquad f = 35 \text{ MHz} \rightarrow T = 28{,}5 \text{ ns} \rightarrow \Delta = 3{,}85.$$

Le rapport des amplitudes de deux maximums successifs sera égal à :

$$\frac{v_2}{v_1} = e^{\lambda T} = e^{3{,}85} = 45{,}7.$$

L'oscillation est très amortie et se réduira pratiquement à une seule impulsion de durée $\frac{T}{2} \simeq 15$ ns, l'amplitude de la seconde impulsion de même signe n'étant que le cinquantième de la précédente.

On peut alors établir l'équation de la courbe de réponse, compte tenu des conditions initiales.

La solution de l'équation différentielle s'écrit :

$$v = A\, e^{-R/2Lt} \cos (\omega t - \Phi) + E,$$

v représente la tension aux bornes de C, compte tenu des conditions initiales on peut écrire la solution de l'équation différentielle :

$$\boxed{v = E\left[1 - \frac{R}{R + R_i}\left(\sqrt{1 + \frac{R^2}{4L^2\omega^2}}\right) e^{-R/2Lt} \cos (\omega t - \Phi)\right]}.$$

Cette fonction est représentée par la courbe en traits pleins de la *figure* V-4 *bis*.

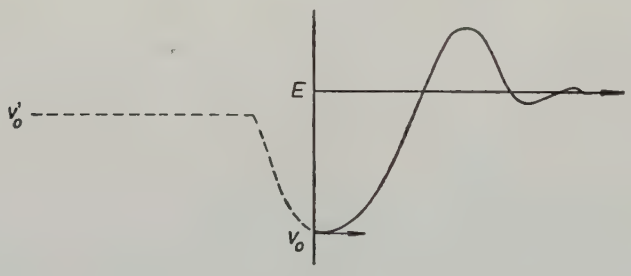


Fig. V-4 *bis*.

En réalité, cette solution est approximative, car elle suppose R_i constante. Or, R_i varie énormément au voisinage de $V_g = 0$. On peut, en première approximation, admettre que R_i augmente quand le courant grille augmente beaucoup, ainsi que quand V_g devient négatif, le minimum se situant vers $V_g = 0$. Ainsi v_0 est la tension à laquelle est chargée la capacité quand le tube se bloque.

Lorsque le système est au repos, le courant grille est important et la capacité C est chargée à une tension v'_0 voisine de E. Lorsque le signal est appliqué, R_i diminue, et v tend vers v_0. A ce moment, le tube se bloque, et l'on obtient pour v l'allure indiquée par l'équation différentielle.

Au déblocage, le phénomène est différent, car la résistance R_i est constamment en parallèle sur C et il ne peut y avoir d'auto-oscillation.

Sur la plaque de ce tube, on obtient donc un train d'impulsions négatives (la fréquence de récurrence de ces impulsions étant $f_0 = 5{,}75$ MHz) chaque fois qu'un écho apparaît à l'entrée du récepteur.

En adjoignant à ce circuit un système sélecteur d'écho, les impulsions obtenues n'allumeront le spot de l'oscilloscope de mesure que sur l'écho du réflecteur.

Étage de sortie.

Ces impulsions sont transmises à la cathode de l'oscilloscope par l'intermédiaire d'un étage cathodyne qui permet de conserver leur faible durée.

Caractéristiques des impulsions effectivement obtenues.

Largeur : 20 ns.
Amplitude : 35 V.

L'OSCILLOSCOPE DE MESURE

Comme il a été vu au paragraphe I-44, on utilise un procédé oscillographique de comparaison de phase entre la fréquence f_0 de l'oscillateur à quartz et la moyenne fréquence f_1/n.

On utilise la fréquence f_1 pour balayer horizontalement l'oscilloscope tandis que le spot est allumé chaque fois que l'onde de fréquence f_1/n passe par zéro avec une pente négative (voir fig. VI-1).

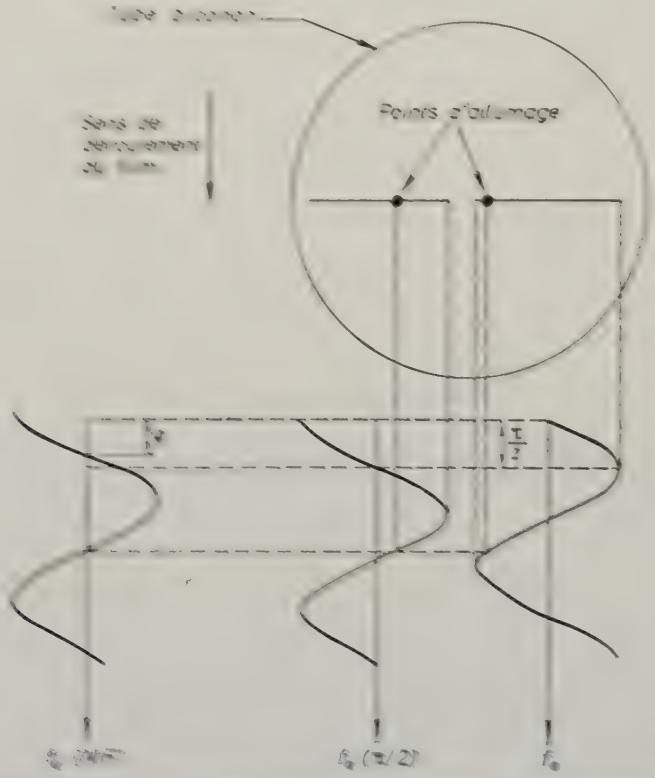


Fig. VI-1. — Procédé oscillographique de mesure du déphasage.

Un [illegible] l'appareillage plus compact, on a réalisé un oscilloscope spécialement adapté à cette mesure de déphasage.

Les amplificateurs de déflexion se réduisent à un amplificateur horizontal accordé sur f_0 et capable de fournir une tension suffisante pour défléchir l'écran. Les étages de déflexion verticale sont réduits au point de vue alternatif et ne sont utilisées que pour le centrage.

Système de lever de doute.

Si le sens du déplacement s'inverse au moment où le spot est vers le maximum, on risque de ne pas remarquer cette inversion. Aussi, pour lever ce doute, il suffit de réaliser une seconde mesure où l'on compare $(f_0)_{MF}$ à une sinusoïde déphasée de $\frac{\pi}{2}$ par rapport à celle fournie par l'oscillateur à quartz. Ainsi les deux enregistrements seront ceux indiqués *figure* VI-1.

Si l'inversion se produit à l'abscisse maximale sur l'un des enregistrements, elle a lieu vers le zéro pour l'autre et sera donc très visible.

Comme on l'a vu également au chapitre premier, il faut compléter ce dispositif par un système de sélection d'échos afin de ne permettre l'allumage du spot que sur des impulsions produites à partir de l'écho du trièdre et d'éliminer notamment toute mesure parasite réalisée pendant la durée de l'impulsion d'émission.

On a donc une double modulation de brillance :

— *par la cathode pour la mesure proprement dite;*

— *par le Wehnelt pour la sélection.*

Le système de lever de doute nécessite pour l'oscillographe de mesure un tube bicanon. On en profite pour utiliser un tube très lumineux à très forte postaccélération, l'anode de postaccélération étant hélicoïdale.

C'est un tube Tektronix T555P avec écran de 5 pouces.

VI-1 LE DISPOSITIF DE SÉLECTION D'ÉCHOS

Les *figures* VI-2 et VI-3 résument clairement le processus de formation du pulse de sélection réglable en durée et en position par rapport à l'impulsion d'émission.

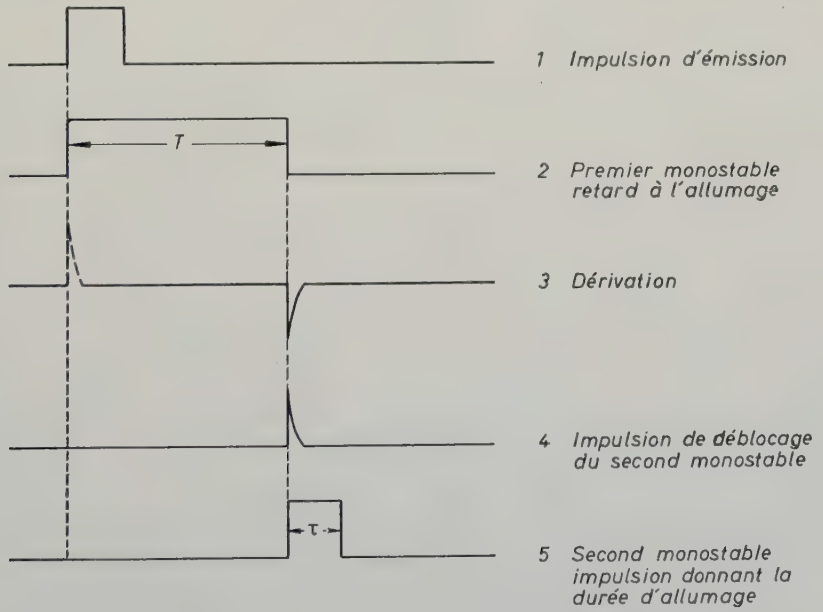


Fig. VI-2. — Formation de l'impulsion de sélection.

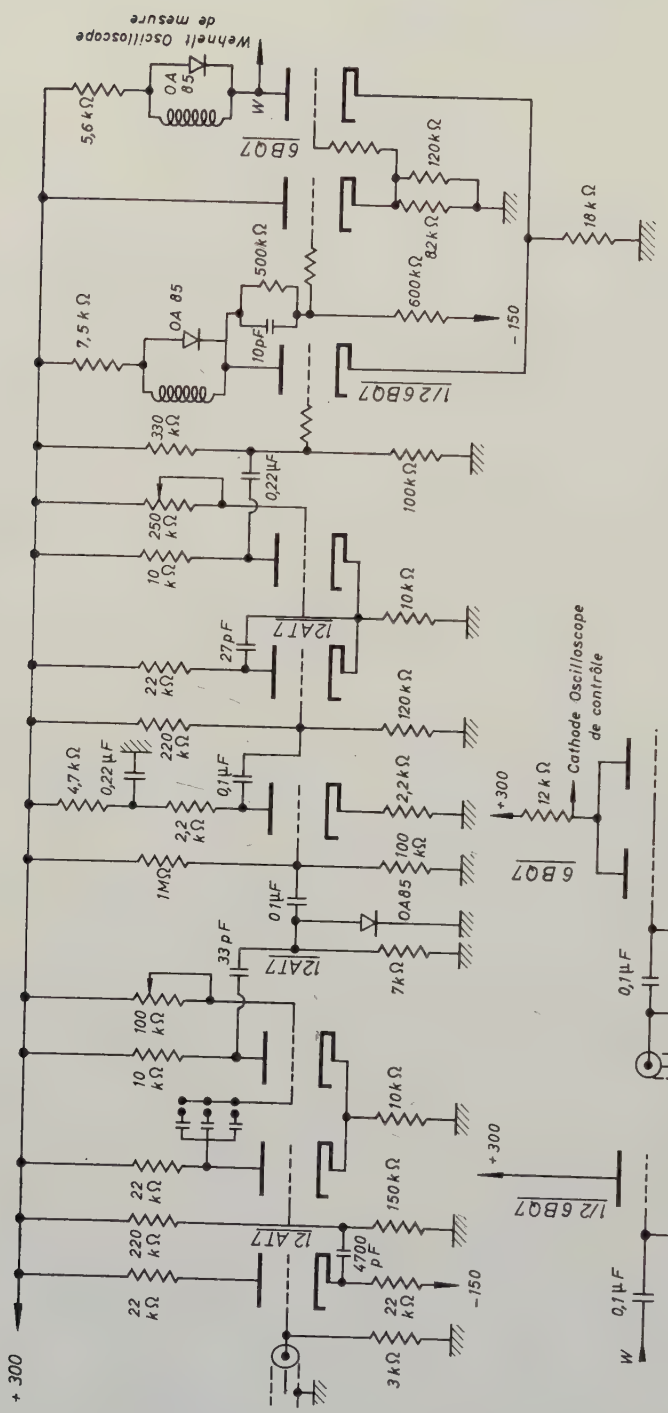


Fig. VI-3. — Sélecteur d'échos.

VI-2 LE DÉPHASEUR

Afin de réaliser le lever de doute, il faut mettre en série avec l'amplificateur de déflexion de l'un des canons un déphaseur de 90°. On utilise tout simplement une ligne à retard constituée par un câble coaxial de longueur L telle que :

$$L = \frac{c}{4N} \qquad \text{soit} \qquad \boxed{L = 8{,}70 \text{ m}}.$$

VI-3 L'ENREGISTREMENT

On enregistre les déplacements du spot sur film 35 mm, le sens de déroulement de ce film étant perpendiculaire aux traces sur l'écran de l'oscilloscope.

On obtient la courbe $\boxed{a \sin kD = f(t)}$.

Chapitre VII

ORGANES ANNEXES

VII-1 ÉMISSION

Une alimentation fournit d'une part les chauffages des tubes de l'armoire émission et les différentes hautes tensions nécessaires avec le débit voulu. Seules sont stabilisées les tensions négatives (— 300 V, — 150 V) et le + 300 V. On ne stabilise pas les tensions d'alimentations des étages de puissance modulés soient + 400 V et + 1 000 V.

Un dispositif de sécurité comprenant :

— une protection contre les courts-circuits;

— une protection contre les fausses manœuvres (préchauffage, défaut de polarisation) a été adjoint à cette alimentation.

VII-2 RÉCEPTION

De même qu'à l'émission, une alimentation basse tension fournit les chauffages et les hautes tensions. Ici encore protection contre les courts-circuits par disjoncteur et système de mise en route automatique avec préchauffage ont été inclus.

Les très hautes tensions du tube cathodique sont obtenues par oscillateur ce qui permet une régulation efficace.

Chapitre VIII

CONCLUSION

RÉSULTATS OBTENUS

Nous avons entièrement réalisé cet appareil et son fonctionnement a donné toute satisfaction. Le matériel se présente sous la forme de deux armoires réservées l'une à l'émission, l'autre à la réception et à la mesure de phase.

Dans une première série de mesures, ces deux armoires étaient installées chacune dans un local différent. Au cours de ces essais, nous avons enregistré des déplacements de 15 cm dont la durée était au maximum de 1 s. Les films obtenus ont permis de déterminer tous les paramètres du mouvement et notamment la vitesse initiale et l'accélération.

Une nouvelle version de cet appareillage vient d'être installée à bord d'un camion laboratoire. Cette disposition permet en particulier de choisir un site tel que les échos fixes à la distance du réflecteur soit très réduits.

Afin de supprimer tout rayonnement direct sur le récepteur, l'émetteur a été placé à l'intérieur d'une cage de Faraday construite à bord du véhicule.

BIBLIOGRAPHIE

[1] *Radar à modulation de fréquence.* L'onde Électrique (mars 1960).

[2] R. C. Spencer. *Optical theory of the corner reflector.* M.I.T. Radiation Laboratory, Report 433 (2 mars 1944).

[3] R. C. Spencer. — *Paraboloid diffraction patterns from the standpoint of physical optics.* M.I.T. Radiation Laboratory, Report T7 (21 octobre 1942).

[4] Jasik. — *Antenna engineering handbook.*

[5] Fagot. — *Calcul et construction des oscillateurs, des amplificateurs de puissance et des modulateurs.* Cours de l'E.S.E., tomes 1 à 3.

[6] Rigal. — *Circuits en courant variable.* Cours de l'E.S.E.

[7] Libois. — *Les amplificateurs moyenne fréquence à accords décalés.* L'onde Électrique (mars 1949).

[8] Violet. — *Radar.* Cours de l'E.S.E.

[9] Roubine. — *Lignes et antennes.*

[10] Valley et Wallman. — *Vacuum tubes amplifiers.* M.I.T. Radiation Laboratory, Series.

[11] Van Voorhis. — *Microwave receivers.* M.I.T. Radiation Laboratory, Series.

[12] *Very high frequency technics.* Radio Research Laboratory, Harvard University.

DEUXIÈME THÈSE

Propositions données par la Faculté

LE RADAR APPLIQUÉ A LA MÉTÉOROLOGIE

Vu et approuvé :

Paris, le 8 juin 1962.

Le Doyen de la Faculté des Sciences,

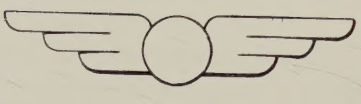
Marc ZAMANSKY.

Vu et permis d'imprimer :

Le Recteur de l'Académie de Paris,

Jean ROCHE.

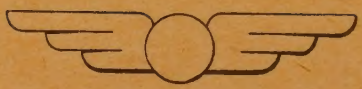
SEDOCAR



IMPRIMERIE

100 481. — Imprimerie du SEDOCAR., 4, avenue de la Porte-d'Issy, PARIS-XV^e^
avec la collaboration de l'Imprimerie Durand (Luisant-Chartres).

SEDOCAR



IMPRIMERIE